

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Rádio Digitalizado Sobre Fibra Baseado em Moduladores de 1 Bit Sigma-Delta

Luís Manuel Dias Amorim

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado

Co-orientador: Doutor Luís Manuel de Sousa Pessoa

28 de Julho de 2015

A Dissertação intitulada

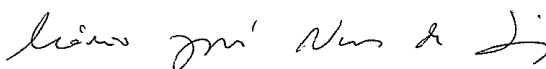
“Rádio Digitalizado Sobre Fibra Baseado em Moduladores de 1 bit Sigma-Delta”

foi aprovada em provas realizadas em 15-07-2015

o júri



Presidente Professor Doutor Abel Jorge Antunes da Costa
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

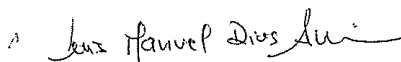


Professor Doutor Mário José Neves de Lima
Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática
da Universidade de Aveiro



Professor Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado
Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Luís Manuel Dias Amorim

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Resumo

Os sistemas rádio-sobre-fibra (RoF) consistem em transportar, de forma (idealmente) transparente, sinais rádio ao longo de uma rede baseada em fibra ótica. Desta forma, estes sistemas permitem simplificar a arquitetura das estações-base remotas, transferindo funções complexas para a estação central.

O transporte de múltiplos sinais analógicos sofre de distorção de intermodulação devido à não-linearidade dos componentes óticos/micro-ondas e da gama dinâmica se degradar linearmente com a distância.

Com o objetivo de minorar estes problemas, as soluções de rádio digitalizado sobre fibra (DRoF) têm vindo a ser estudadas e apontadas como alternativa aos sistemas RoF analógicos. Esta técnica abre também a possibilidade de desenvolver redes backbone de distribuição de sinais RF digitalizados, de forma integrada com as atuais/futuras redes óticas digitais de alto débito.

Como alternativa aos sistemas convencionais de DRoF, neste trabalho pretendeu-se estudar o uso de uma solução inovadora baseada em moduladores sigma-delta (SDM). Ao usar um SDM como conversor analógico-digital (ADC), a conversão digital-analógica no receptor é efetuada através de uma simples filtragem passa-banda. Adicionalmente, para além da modelação, simulação e implementação em Matlab do sistema, foi realizado também o estudo de soluções inovadoras baseadas em subamostragem bem como de técnicas óticas de conversão de frequência do sinal rádio. Este estudo foi complementado por implementação experimental destas soluções.

Abstract

The radio-over-fiber systems (RoF) consist on the transport of radio signals, ideally in a transparent way, along a fiber optic network. In this way, these systems allow the simplification of the architecture of the remote base stations, transferring complex functions to the central station.

During the propagation of multiple analog signals, they suffer from intermodulation distortion due to nonlinearity of optical/microwave components and dynamic range degrades linearly with increasing distance.

In order to minimize these problems, the use of digitized radio-over-fiber (DRoF) solutions have been studied and identified as an alternative to analog RoF systems. This technique also opens the possibility of developing digitized RF signal distribution backbone networks, integrated with the current / future digital broadband optical networks.

As an alternative to the conventional DRoF systems, this work intends to study the use of an innovative solution based on a sigma-delta modulator (SDM).

When using a SDM as analog-to-digital converter (ADC), the digital-analog conversion in the receiver is performed through a simple bandpass filtering. Furthermore, besides modeling, simulation and implementation of this system in MATLAB, innovative solutions have been proposed based on subsampling and optical techniques for the conversion of the radio signal have also been investigated. Finally, this study has been complemented by the experimental implementation and validation of these solutions in the laboratory.

Agradecimentos

Agradeço, em primeiro lugar, ao Professor Doutor Henrique Salgado, pelo apoio, disponibilidade e orientação prestados no decorrer deste trabalho.

Ao Doutor Luís Pessoa, pela co-orientação dada e pela ajuda na montagem e manuseamento do equipamento de laboratório.

Gostaria de manifestar também o meu agradecimento ao INESC-Porto, pela oportunidade que me concedeu no que concerne à disponibilização das condições, instalações e equipamento essenciais para o sucesso desta dissertação.

À minha família e amigos, pelo constante apoio que, desde sempre, me prestaram.

Por último, um agradecimento muito especial a Ti, por existires!

A todos, MUITO OBRIGADO!

Luís Amorim

“A minha posição é a de constante interrogação.”

José Saramago

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Âmbito	1
1.2	Objetivos	1
1.3	Motivação	2
1.4	Estrutura do documento	2
1.5	Contribuições	3
2	Fibra ótica e dispositivos eletro-óticos	5
2.1	Introdução	5
2.2	Fibra ótica	5
2.3	Atenuação	7
2.4	Dispersão de velocidade de grupo	9
2.5	Fontes óticas	11
2.6	Recetores óticos	16
2.7	Conclusão	18
3	Conversores SDM	19
3.1	Introdução	19
3.2	Conceitos básicos	20
3.2.1	Sobreamostragem	20
3.2.2	Quantização	21
3.2.3	Ruído de Quantização	23
3.2.4	Ruído <i>jitter</i>	25
3.2.5	Desempenho	26
3.3	Modulação SDM passa-baixo	28
3.3.1	SDM de primeira ordem	28
3.3.2	SDM de ordens superiores a 1	28
3.3.3	Análise de estabilidade	29
3.4	SDM Passa-banda	30
3.5	Soluções de conversão de frequência	32
3.6	Arquiteturas SDM implementadas	34
3.7	Conclusão	41
4	Rádio Digitalizado sobre fibra	43
4.1	Introdução	43
4.2	Características	45
4.3	Ruído	46
4.4	Desempenho	47

4.5	Aplicações	50
4.6	Modulação digital	50
4.7	Sinais mono e multi-portadora	53
4.7.1	Sistemas mono-portadora	53
4.7.2	Sistemas multi-portadora (OFDM)	53
4.8	Modulação externa	56
4.8.1	Modulador <i>Mach-Zehnder</i>	56
4.9	Conclusão	57
5	Implementação experimental	59
5.1	Introdução	59
5.2	Implementação do domínio elétrico do sistema	59
5.2.1	Arquitetura	59
5.2.2	Procedimento experimental	59
5.2.3	Resultados experimentais	60
5.3	Implementação do sistema eletro-ótico	71
5.3.1	Arquitetura	71
5.3.2	Procedimento experimental	71
5.3.3	Resultados experimentais	72
5.4	Conversão de frequência usando um <i>Mach-Zehnder</i>	74
5.4.1	Arquitetura	74
5.4.2	Procedimento experimental	74
5.4.3	Resultados experimentais	75
5.5	Conclusão	77
6	Conclusão	79
6.1	Trabalho desenvolvido	79
6.2	Trabalho futuro	80
A	Equipamento e componentes utilizados	83
	Referências	89

Lista de Figuras

2.1	Fenómenos de reflexão e refração da luz	6
2.2	Propagação, ideal, de um raio luminoso ao longo da fibra ótica	6
2.3	Atenuação da fibra ótica em função do comprimento de onda [1]	9
2.4	Estrutura típica de um LED [2]	12
2.5	Estrutura representativa de um <i>laser</i> [2]	12
2.6	Fenómenos de absorção, emissão espontânea e estimulada ocorrentes num <i>laser</i> .	13
2.7	Resposta de um <i>laser</i> a um sinal, à entrada, analógico (<i>a</i>) e digital (<i>b</i>)	13
2.8	Arquitetura de um VCSEL	15
2.9	Estrutura de um fotodíodo PIN	16
3.1	Diagrama de um SDM de 1 ^a ordem	19
3.2	Esquema do processo de amostragem à taxa de Nyquist	21
3.3	Esquema do processo de sobreamostragem	21
3.4	Processo de quantização	21
3.5	Esquema da topologia <i>midriser</i>	22
3.6	Esquema da topologia <i>midtread</i>	22
3.7	Processo de quantização e Erro de quantização resultante, para o caso de 8 níveis discretos de quantização	23
3.8	Função densidade de probabilidade do ruído Branco de quantização [3]	24
3.9	Modelo linear do erro de quantização	24
3.10	Função densidade espectral da potência do ruído de quantização	24
3.11	Representação do nível de ruído com o incremento da sobreamostragem	25
3.12	Efeito <i>jitter</i> durante o processo de amostragem	26
3.13	Arquiteturas de SDM de primeira e segunda ordens	29
3.14	Espectro do sinal à saída de um BP-SDM [3]	30
3.15	Modelo linear de um SDM com uma filtragem passa-banda	31
3.16	Mapeamento dos zeros da $NTF(z)$ numa estrutura LP-SDM (<i>a</i>) e BP-SDM (<i>b</i>) .	31
3.17	Diagrama representativo de uma ligação Downlink, baseado numa arquitetura DRoF com SDM	32
3.18	Espectro do sinal SC à saída do BP-SDM, para $n = 1, 2, 3$ e 4	33
3.19	Espectros dos sinais às frequências de 250 MHz, 1250 MHz e 2250 MHz, para cada uma das quatro ordens implementadas	33
3.20	Estrutura do filtro implementado	34
3.21	Modelo linear LP-SDM de primeira ordem implementado	35
3.22	Diagrama polar da $NTF_1(z)$	36
3.23	Modelo linear LP-SDM de segunda ordem implementado	36
3.24	Diagrama polar da $NTF_2(z)$	37
3.25	Modelo linear LP-SDM de terceira ordem implementado	38

3.26	Diagrama polar da $NTF_3(z)$	39
3.27	Modelo linear LP-SDM de quarta ordem implementado	39
3.28	Diagrama polar da $NTF_4(z)$	41
4.1	Constituintes básicos de uma ligação RoF genérica [1]	43
4.2	Diagrama genérico de uma arquitetura RoF [4]	44
4.3	Arquitetura do sistema DRoF proposto, integrando o modulador Sigma-Delta [4]	45
4.4	Principais fontes de ruído num sistema DRoF [5]	47
4.5	Comparação da gama dinâmica em ligações RoF digitais e analógicas	48
4.6	Representação típica de um diagrama de constelação	49
4.7	Representação do EVM	49
4.8	Constelações 16 e 64-QAM	51
4.9	Variação da taxa de bit errado em função de E_b/N_0 para as modulações 16, 64, 256 e 1024-QAM	52
4.10	Arquitetura do transmissor OFDM	55
4.11	Arquitetura do recetor OFDM	55
4.12	Arquitetura do <i>Mach-Zehnder</i>	56
4.13	Ponto ótimo de funcionamento do <i>Mach-Zehnder</i>	57
5.1	Arquitetura do sistema elétrico implementado	59
5.2	MER em função do número de bits de quantização e da ordem do SDM	60
5.3	Representação do MER em função do número de <i>bits</i> , para as frequências 250 MHz, 1250 MHz e 2250 MHz	61
5.4	Comportamento do sistema, às frequências 250 MHz, 1250 MHz e 2250 MHz, para as taxas de sobreamostragem 100, 50 e 25	62
5.5	Comportamento do MER às frequências de 450 MHz e 2250 MHz	63
5.6	Comportamento do MER às frequências de 450 MHz e 2250 MHz, para OSRs de 100, 50 e 25	64
5.7	Comportamento à frequência de 2250 MHz dos sinais às frequências de 250 MHz e 450 MHz	65
5.8	Comparação, à frequência de 250 MHz, das modulações 16-QAM e 64-QAM	66
5.9	Espetros obtidos para 2 bits de quantização	66
5.10	Espetros obtidos para 4 bits de quantização	67
5.11	Espetros obtidos para 8 bits de quantização	67
5.12	Espetros obtidos para 12 bits de quantização	68
5.13	Desempenho do MER à frequência de 250 MHz, para cada uma das ordens do SDM e para OSR=100 e OSR=50	69
5.14	Desempenho do MER à frequência de 1250 MHz, para cada uma das ordens do SDM e para OSR=100 e OSR=50	69
5.15	Desempenho do MER à frequência de 2250 MHz, para cada uma das ordens do SDM e para OSR=100 e OSR=50	70
5.16	MER de cada uma das ordens do SDM e das réplicas, em função do número de <i>bits</i> , para OSR=100 e OSR=50	70
5.17	Arquitetura do sistema eletro-ótico	71
5.18	Desempenho do sistema com a variação da tensão do sinal de entrada e da corrente de polarização no VCSEL	72
5.19	Desempenho do sistema com a variação do comprimento da fibra	73
5.20	Arquitetura do sistema eletro-ótico com a integração do MZ	74
5.21	Medida do MER à saída do sistema, em função da potência do sinal RF no MZ	75

5.22	Medida do MER à saída do sistema, em função da tensão de polarização do MZ .	75
5.23	Espectros do sinal com e sem portadora RF no MZ	76
A.1	Potência <i>versus</i> Corrente para o laser VCSEL (1550nm) utilizado [6]	86
A.2	Resposta em frequência do laser para diferentes correntes de polarização	87
A.3	Características do MZ	88

Lista de Tabelas

2.1	Principais características que algumas das fibras existentes no mercado apresentam	7
2.2	Parâmetros intrínsecos de um laser	15
3.1	Resumo da transição LP-BP SDM	31
3.2	Significado das variáveis utilizadas na implementação dos LP-SDM's	34
3.3	Valores dos coeficientes utilizados na implementação do LP-SDM de primeira ordem	35
3.4	Valores dos coeficientes utilizados na implementação do LP-SDM de segunda ordem	36
3.5	Valores dos coeficientes utilizados na implementação do LP-SDM de terceira ordem	38
3.6	Valores dos coeficientes utilizados na implementação do LP-SDM de quarta ordem	40
4.1	Comparação entre os sistemas ARoF e DRoF [7]	58

Abreviaturas e Símbolos

AAF	Anti-Aliasing Filter
ADC	Analog-to-Digital Converter
ARoF	Analog Radio-over-Fiber
BP-SDM	Band-Pass Sigma-Delta Modulator
BPF	Band-Pass Filter
CP	Cyclic Prefix
BS	Base Station
CIFF-SDM	Feedforward SDM
CS	Central Station
DAC	Digital-to-Analog Converter
DFB	Distributed Feedback Laser
DFT	Discrete Fourier Transform
DR	Dynamic range
DRoF	Digitized Radio-over-Fiber
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier
EHF	Extremely High-Frequency
ENOB	Effective number of bits
EO	Electrical-to-Optical
EOC	Electrical-to-Optical Converter
EVM	Error Vector Magnitude
FoM	Figure of merit
FFT	Fast Fourier Transform
GSM	Global System for Mobile communications
I	In-phase
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
ITU-T	International Telecommunication Union- Telecommunication
<i>laser</i>	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
L	Number of quantization levels
LED	Light Emitting Diode
LP-SDM	Low-Pass SDM
LPF	Low-Pass Filter
LTE	Long Term Evolution
MER	Modulation Error Ratio
MF-SDM	Multiple-Feedback SDM
MZ	Mach–Zehnder
N	Number of quantization bits
NRZ	Non-Return-to-Zero
NTF	Noise Transfer Function

OE	Optical-to-Electrical
OEC	Optical-to-Electrical Converter
OSR	Oversampling Ratio
PA	Power Amplifier
PAR	Peak-to-Average Ratio
PD	Photodetector
PON	Passive Optical Network
Q	Quadrature
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	Radio-Frequency
RIN	Relative Intensity Noise
RoF	Radio-over-Fiber
SDM	Sigma-Delta Modulador
SHF	Super High-Frequency
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SoC	System-on-Chip
STF	Signal Transfer Function
UHF	Ultra High-Frequency
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
VCSEL	Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser

α	Atenuação da potência do sinal
B_e	Receiver electrical bandwidth
BW	Bandwidth
c	Velocidade da luz no vácuo
dB	Decibel
δ_{ex}	Penalidade de potência
Δ	Passo de quantização
Δt_{rms}^2	Variância do tempo de jitter
e	Ruído de quantização ou erro de quantização
$e_{jitter}(t)$	Ruído jitter
E_1	Energia associada à banda de valência
E_2	Energia associada à banda de condução
E_{α_n}	Energia de um alfabeto n
E_b	Energia de bit
$E[e_{jitter}(t)^2]$	Potência do ruído jitter
$E[\partial t^2]$	Variância do tempo de jitter
f_B	Largura de banda do sinal
f_{max}	Frequência máxima
f_{min}	Frequência mínima
f_N	Frequência de Nyquist
f_s	Frequência de amostragem
g	Ganho do sistema
g_p	Ganho de quantização
$Gbps$	Gigabit por segundo

$\langle i_{shot}^2 \rangle$	Mean-square shot-noise current
$\langle i_{DB}^2 \rangle$	Mean-square detector bulk dark noise current
$\langle i_{DS}^2 \rangle$	Mean-square detector leakage noise current
I_b	Bias Current
I_D	Photodetector bulk dark current
I_L	Photodetector leakage current
I_p	Primary Photocurrent
I_{ph}	Photocurrent
I_{th}	Threshold Current
λ	Comprimento de onda do sinal ótico
m	Índice de modulação
n_1	índice de refração de um "Dielétrico 1"
n_2	índice de refração de um "Dielétrico 2"
n_{bainha}	índice de refração da bainha
n_{nucleo}	índice de refração do núcleo
N_0	Densidade espectral do ruído
N_{out}	Output noise power
∂t	Desvio da periodicidade de um sinal periódico
∂v	Erro de amostragem da amplitude do sinal
P_e	Potência do erro de quantização
P_0	Potência do sinal transmitido para o nível binário 0
P_1	Potência do sinal transmitido para o nível binário 1
P_t	Potência do sinal transmitido
P_{in}	Potência do sinal de entrada
P_{jitter}	Potência do ruído jitter
P_{out}	Output signal power
P_s	Potência do sinal
$\bar{P}_{simbolo}$	Potência média do símbolo
$\bar{P}_{ruído}$	Potência média do ruído
P_{tot}	Potência total do sinal
q	Electron charge ($= 1.60218 \times 10^{-19}$ C)
r_{ex}	Razão de extinção
R_b	Débito binário
\mathfrak{R}	Responsividade
$s(t)$	Envolvente de um dado sinal
s_k	Símbolos de modulação
σ_{DB}^2	Detector dark noise current variance
σ_{DS}^2	Detector leakage noise current variance
σ_Q^2	Variância do erro de quantização
σ_{shot}^2	Shot noise current variance
v	Velocidade da luz num dado meio
v_π	Tensão de polarização de um MZ que provoca um desvio de fase de 180°
ϕ_1	Ângulo do raio incidente (com a normal à superfície)
ϕ'_1	Ângulo do raio refletido (com a normal à superfície)
ϕ_2	Ângulo do raio refratado (com a normal à superfície)
V_{pp}	Peak-to-peak voltage
$x'(t)$	Primeira derivada de $x(t)$

Capítulo 1

Introdução

Neste primeiro capítulo apresentam-se o âmbito deste documento, os objetivos e a motivação concernentes ao tema desta dissertação, bem como a estrutura que este documento apresenta.

1.1 Âmbito

Este documento corresponde ao relatório final da unidade curricular da Dissertação (EEC0020), do 5º ano do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, do ramo de Telecomunicações, Eletrónica e Computadores, da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, no ano letivo 2014/15.

1.2 Objetivos

O principal objetivo deste trabalho consiste no desenvolvimento de um sistema de Rádio Digitalizado sobre Fibra (DRoF) baseado em moduladores Sigma-Delta (SDM), como alternativa aos sistemas DRoF convencionais.

Para tal, recorre-se à ferramenta MATLAB para a implementação de modelos de moduladores Sigma-Delta com e sem técnicas de subamostragem, incluindo os modelos não-lineares, a sua ordem e a estabilidade.

Numa fase posterior, implementaram-se e simularam-se sinais mono- e multi- portadora nos modelos SDM previamente apresentados.

Seguidamente, explora-se o estudo e respetiva validação de técnicas óticas de conversão de frequência e que se enquadrem no sistema a implementar.

Finalmente, numa última etapa, pretendeu-se validar todos os resultados alcançados em ambiente de simulação, com recurso à realização de testes em ambiente laboratorial.

1.3 Motivação

Atualmente, as técnicas de transmissão de sinais RF sobre fibra (RoF) são consideradas promissoras, permitindo simplificar a arquitetura das Estações Base (BS), uma vez que é a Estação Central (CS) quem fica responsável pelas funções complexas [4].

A propagação de múltiplos sinais analógicos, para além de estar sujeita à distorção de intermodulação, como resultado dos efeitos não-lineares dos componentes óticos/micro-ondas, também sofre uma degradação da gama dinâmica com o incremento da distância, devido ao efeito da atenuação no troço de fibra [8]. Com vista à eliminação destes problemas, tem-se recorrido a soluções DRoF, sendo esta uma alternativa aos sistemas RoF analógicos [4].

A vantagem da migração para o domínio digital fica a dever-se, essencialmente, ao elevado desempenho, robustez no que respeita ao ruído, e, consequentemente, maior fiabilidade que os sinais no domínio digital apresentam [8, 9]. O processo de digitalização de um sinal rádio tem como finalidade a obtenção de um sinal digital, que é utilizado para a modulação direta ou externa de um *laser* (conversão elétrico-ótica - EO), considerando-se, neste trabalho, somente a modulação direta. Após esta conversão EO, o sinal viaja no domínio ótico até alcançar a estação recetora [5]. Com recurso a esta digitalização do sinal rádio, é possível o sinal alcançar maiores distâncias, quando comparado ao domínio analógico, garantindo-se uma maior gama dinâmica do sinal [8], possibilitando a utilização de transmissores e recetores de baixo custo.

1.4 Estrutura do documento

Este relatório encontra-se decomposto em cinco capítulos. Desta forma:

Capítulo 1: introdução ao leitor, por forma a que se enquadre no contexto do tema subjacente a este trabalho.

Capítulos 2, 3 e 4: apresenta-se a revisão bibliográfica, o levantamento do estado da arte e as configurações adotadas no decorrer do trabalho.

Capítulo 5: evidenciam-se as diferentes arquiteturas do(s) (sub)sistemas implementado(s), bem como os resultados e respetivas discussões.

Capítulo 6: enaltecem-se as principais conclusões desta dissertação e apresentam-se algumas sugestões a desenvolverem-se em trabalhos futuros.

1.5 Contribuições

Como principais contribuições deste trabalho, salientam-se:

- o desenvolvimento das primeiras quatro ordens de um Sigma-Delta e a análise dos seus comportamentos (estabilidade, SNR);
- a percepção do desempenho dos SDMs para diferentes *bits* de quantização;
- a implementação de um sistema DRoF e avaliação do seu comportamento com sinais mono e multi-portadora e sujeitos a diferentes formatos de modulação (16 e 64-QAM);
- a elaboração de técnicas de conversão de frequência;
- a implementação de um sistema DRoF, utilizando um conversor analógico-digital Sigma-Delta e com a integração de uma modulação externa por forma a garantir-se a conversão de frequências (de sub-GHz para algumas dezenas de GHz).

Capítulo 2

Fibra ótica e dispositivos eletro-óticos

2.1 Introdução

A fibra ótica apresenta, hoje em dia, um papel ímpar no mundo das telecomunicações, possibilitando a transmissão de "giga(nte)s" quantidades de informação a enormes distâncias.

Desde a década de 60, época em que se efetuaram as primeiras transmissões óticas em guias de onda dielétricos fabricados em vidro, até aos dias de hoje, presenciou-se um enorme progresso no que às características e comportamentos das fibras óticas respeita. Paralelamente à progressão das fibras óticas, tem-se assistido a uma evolução dos demais componentes óticos, como sendo as fontes, recetores, componentes passivos e amplificadores.

Para uma maior percepção desta evolução, nas primeiras experiências de transmissão em fibra ótica, em 1966, o valor das perdas na transmissão do sinal era da ordem dos 1000 dB/km, ao passo que atualmente se consegue operar com valores *standard* na gama dos 0.2 dB/km.

Neste capítulo são descritas as principais características da fibra, nomeadamente a atenuação e dispersão, bem como os principais dispositivos de um sistema de comunicação ótico.

2.2 Fibra ótica

A fibra ótica é um guia de onda cilíndrico, composto por duas camadas fabricadas em sílica. A camada central é designada de **núcleo**, sendo habitualmente dopada com óxidos de germânio. A camada periférica é denominada de **bainha** e, tipicamente, apresenta na sua constituição sílica pura.

Esta diferença de materiais na sua génese impõe que estas duas camadas apresentem diferentes índices de refração ($n_{\text{núcleo}} > n_{\text{bainha}}$).

O índice de refração de um meio é definido como a razão entre a velocidade da luz no vazio, $c \approx 3 \times 10^8$ m/s, e a velocidade com que a luz atravessa um dado meio, v . Esta velocidade, v , varia inversamente com a densidade do meio que atravessa [1].

Quando um raio luminoso atinge uma dada interface, entre dois dielétricos com diferentes índices de refração, ocorrem dois fenômenos: a **refração** e a **reflexão** do raio incidente, de acordo com o que se esquematiza na figura 2.1.

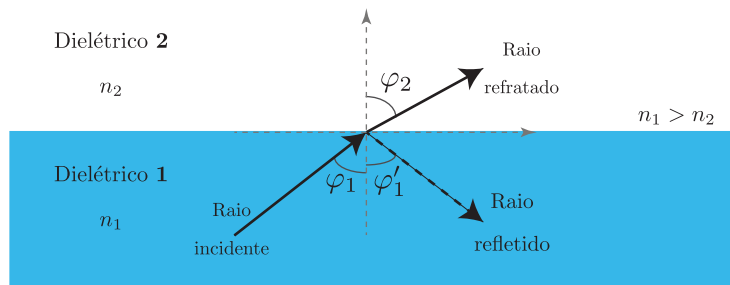


Figura 2.1: Fenômenos de reflexão e refração da luz

De notar que os ângulos de incidência, φ_1 , e refletido, φ_1' , apresentam igual valor ($\varphi_1 = \varphi_1'$) e relacionam-se com o ângulo de refração, φ_2 , de acordo com a lei de Snell:

$$n_1 \sin(\varphi_1) = n_2 \sin(\varphi_2) \quad (2.1)$$

Atentando-se a esta expressão, facilmente se percebe que para que ocorra uma reflexão interna total e, desta forma, a energia libertada para a bainha seja nula ¹, deve garantir-se que $\varphi_2 = 90^\circ$.

Para um maior entendimento do fenómeno de reflexão interna total, esquematiza-se, na figura 2.2, o comportamento, ideal, dos raios luminosos propagantes na fibra e que obedecem a esse fenómeno.

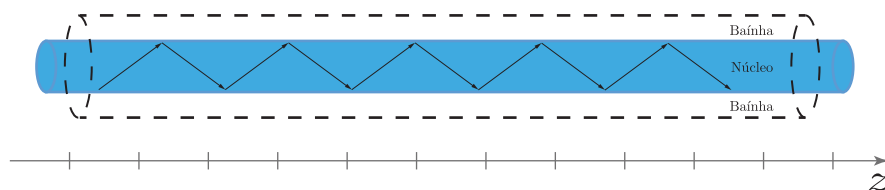


Figura 2.2: Propagação, ideal, de um raio luminoso ao longo da fibra ótica

Atualmente, existem vários tipos de fibra que correspondem aos requisitos particulares de cada sistema, contudo podem sempre ser divididos em dois grandes grupos: **fibras monomodo** e **fibras multimodo**.

As fibras multimodo, dada a sua elevada atenuação, adequam-se à transmissão a distâncias inferiores a 2 km e em sistemas de médio-baixo débito de informação, sendo utilizadas, sobretudo, em redes locais, no interior de edifícios.

No que respeita às fibras monomodo, estas apresentam núcleos com dimensões menores (5 a 6 vezes menores), contudo exigem fontes com características óticas superiores, como o caso dos *lasers* (ao invés de LEDs, utilizados em fibras multimodo) que são utilizados em sistemas de

¹Situação ideal. Em casos reais, existe sempre libertação de energia ótica ao longo das interfaces [1].

transmissão a grandes distâncias (80-160 km, ITU-T G692) sem necessidade de regeneração do sinal, em ligações de débito elevado, onde é exigida grande largura de banda.

De seguida, apresenta-se uma tabela com as principais características para diferentes tipos de fibra existentes no mercado:

Tipo de fibra	Valores típicos para algumas fibras
Multimodo 50/125	Atenuação $\leq 2.5/0.8$ dB/km a 850/1300nm 500/500 MHz.km a 850/1300nm
Multimodo 62.5/125	Atenuação $\leq 3.0/0.7$ dB/km a 850/1300nm 200/500 MHz.km a 850/1300nm
Monomodo standard 9/125 ITU-T G.652	Atenuação $\leq 0.4/0.25$ dB/km a 1310/1550nm Dispersão cromática $\leq 3.5/18$ ps/nm.km a 1310/1550nm
Monomodo de dispersão não nula ITU-T G.655	Atenuação $\leq 0.25/0.25$ dB/km a 1550/1625nm Dispersão cromática ≤ 6 ps/nm.km de 1530 a 1565nm Dispersão cromática ≤ 11.2 ps/nm.km de 1565 a 1625nm

Tabela 2.1: Principais características que algumas das fibras existentes no mercado apresentam

Seguidamente serão abordados alguns fenómenos a que os sinais óticos se encontram sujeitos aquando da sua propagação ao longo da fibra, como sendo a atenuação e dispersão.

2.3 Atenuação

A atenuação é passível de ser interpretada como a diminuição da intensidade da energia de um sinal ao propagar-se através de um meio de transmissão [1].

Assim, para uma dada potência injetada na fibra, $P(0) = P(z = 0)$, sujeita a uma dada atenuação, α , na fibra, a potência do sinal ótico no final de uma dada distância, z , relaciona-se com os anteriores de acordo com:

$$P(z) = P(0) \times e^{-\alpha z} \quad (\text{W}) \quad (2.2)$$

Podendo a atenuação, α , ser obtida a partir de:

$$\alpha(\text{dB/km}) = \frac{10}{z} \times \log \left[\frac{P(0)}{P(z)} \right] \quad \text{dB} \quad (2.3)$$

$$= 4.343 \alpha \quad (\text{km}^{-1}) \quad (2.4)$$

Este fenómeno, em meios óticos, é consequência do comprimento de onda a que se opera e da ocorrência de fenómenos como a absorção, perdas por espalhamento e deformações mecânicas [1].

Absorção

As três principais fontes de absorção são [1]:

- **Absorção extrínseca do material**

Esta fonte de absorção constitui-se como o principal fator de absorção das fibras de vidro e deve-se à presença de impurezas neste meio.

As impurezas correspondem à dissolução, no vidro, de iões de água, OH^- , e de iões de metais de transição, como o cobre, ferro, crómio e cobalto.

- **Absorção intrínseca do material**

Dado que nenhum material é perfeitamente transparente, este absorve parte da energia do sinal que o atravessa.

Esta absorção resulta das bandas de absorção dos eletrões na região ultravioleta e das bandas de vibração atómicas na região dos infravermelhos.

Este processo ocorre quando um fóton interage com um eletrão na banda de valência e excita-o, provocando a sua transição para níveis de energia mais elevados.

- **Absorção causada por defeitos atómicos do vidro**

Estes efeitos associam-se à falta de moléculas, alta densidade assimétrica de grupos de átomos ou defeitos de oxigénio na estrutura do vidro.

Estas perdas são, tipicamente, desprezáveis aquando da presença das anteriores.

Uma parte substancial do progresso a que se tem assistido no campo das fibras óticas tem sido no sentido de proporcionar o funcionamento de sistemas que operem com comprimentos de onda para os quais a atenuação e a dispersão sejam mínimos.

Primeiramente começou-se por operar com comprimentos de onda na gama dos 850 nm, a que se apelidou de **Primeira Janela de Transmissão** e que sofre uma atenuação de cerca de 3 dB/km. A utilização desta janela de transmissão era imposta, não tanto pelas características da fibra, mas essencialmente pelos demais dispositivos que compõem o sistema ótico, como sendo as fontes e os recetores óticos.

O aparecimento de novos materiais, técnicas e estruturas potenciou a possibilidade de se operar com comprimentos de onda na gama dos 1300 nm, cuja atenuação ronda os 0.5 dB/km, e comprimentos de onda na gama dos 1550 nm, com atenuações de, aproximadamente, 0.2 dB/km. Estas duas últimas regiões de operação, 1310 nm e 1550 nm, são denominadas de **Segunda e Terceira Janelas de Transmissão**, respetivamente.

O perfil da atenuação das fibra em função do comprimento de onda é apresentado na figura 2.3.

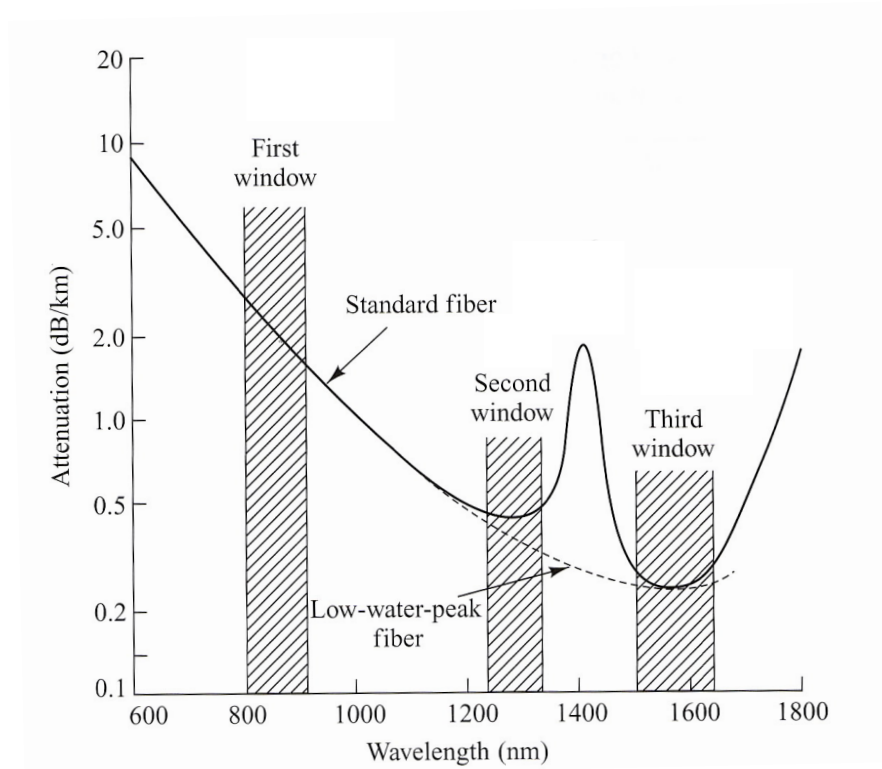


Figura 2.3: Atenuação da fibra ótica em função do comprimento de onda [1]

No que respeita às perdas por dispersão, estas devem-se a variações microscópicas na densidade do material, como sendo flutuações de composição, não-homogeneidades estruturais ou, até, defeitos oriundos do processo de fabrico [1].

As perdas causadas pela dispersão são passíveis de serem quantificadas de acordo com:

$$\alpha_{disp} = \frac{8\pi^3}{3\lambda^4} n^8 p^2 K_B T_f \beta_T \quad (\text{nepers/km}) \quad (2.5)$$

$$= \frac{8\pi^3}{3\lambda^4} n^8 p^2 K_B T_f \beta_T \times 10 \log(e) \quad (\text{dB/km}) \quad (2.6)$$

onde λ corresponde ao comprimento de onda do sinal luminoso, n respeita ao índice de refração, p representa o coeficiente de fotoelasticidade, K_B identifica a constante e Boltzmann, T_f representa a temperatura fictícia e, por fim, β_T corresponde à compressibilidade isotérmica do material.

2.4 Dispersão de velocidade de grupo

A ocorrência de dispersão de velocidade de grupo promove o alargamento dos impulsos em transmissão que, por sua vez, limitam a largura de banda da fibra ótica.

A dispersão, como conceito global, tem origem em [1]:

- **Atraso intermodal**

o atraso intermodal, ou atraso modal, surge aquando da propagação do sinal em fibras multimodo e é consequência de cada modo apresentar uma velocidade de grupo distinta para uma dada frequência.

- **Dispersão intramodal**

A dispersão intramodal, ou dispersão cromática, surge, também, em fibras monomodo como consequência da velocidade de grupo ser função do comprimento de onda. Advindo deste facto, o efeito da dispersão cromática na distorção do sinal é agravado com o incremento da largura espectral da fonte ótica (banda de comprimentos de onda em que a fonte ótica emite o(s) sinal(is)).

Este tipo de dispersão é consequência da ocorrência de dois fenómenos, também eles dispersivos:

- **Dispersão material**, que resulta de variações do índice de refração do núcleo em função do comprimento de onda, $n_1(\lambda)$;
- **Dispersão de guia de onda**, que advém do facto de parte da energia ótica se propagar na bainha. Uma vez na bainha e dado que $n_2 < n_1$, então a propagação neste meio torna-se mais rápida ($v_2 > v_1$), originando a receção de determinadas componentes do sinal mais rápida do que outras, implicando, isto, um alargamento dos impulsos óticos.

- **Dispersão do modo de polarização**

A energia do sinal ótico, para um dado comprimento de onda, divide-se entre dois estados (ou modos) de polarização que são ortogonais entre si. Pelo facto do material que constitui a fibra não ser perfeitamente uniforme em todo o seu comprimento, cada modo de polarização propaga-se a uma velocidade ligeiramente diferente da do modo ortogonal (que decorre do facto de o índice de refração da fibra não ser perfeitamente igual para ambos os modos).

Como consequência destes modos viajarem a velocidades distintas, verifica-se uma rotação da orientação da polarização à medida que o sinal progride ao longo da fibra, implicando uma diferença temporal entre os dois modos de polarização, traduzindo-se num espalhamento do impulso - dispersão do modo de polarização.

Os fenómenos dispersivos previamente apresentados, quando associados a aplicações digitais, promovem um aumento da interferência intersimbólica. Por seu turno, em aplicações analógicas, como AROF, a dispersão é, tipicamente, quantificada em termos de penalidade de potência induzida [10].

Terminando de percorrer um dado trajeto em fibra ótica, $z = L$, o sinal atravessa o fotodetector e este, por sua vez, gera uma corrente que é proporcional ao quadrado do campo elétrico aplicado,

$$\begin{aligned}
i_{AM}(t) &= \frac{E_{AM}(t, L) E_{AM}^*(t, L)}{2} \\
&= E_0^2 + E_0^2 m \cos(\omega_1 t - \dot{\beta} \omega_1 L) \cos(\theta) + E_0^2 \frac{m^2}{8} \cos^2(\omega_1 t - \dot{\beta} \omega_1 L)
\end{aligned} \quad (2.7)$$

onde E_0 corresponde à intensidade do campo elétrico para $z = 0$, m representa o índice de modulação, ω_1 traduz a frequência de modulação, β representa a constante de propagação, $\dot{\beta} = \frac{\partial \beta}{\partial \omega}(\omega = \omega_c)$, L representa o comprimento da fibra e $\theta = \dot{\beta} \omega_1^2 L / 2$ traduz o desfasamento que o sinal sofre ao propagar-se ao longo da fibra [10].

O primeiro termo corresponde à componente dc do sinal e o terceiro contempla a componente dc acrescida de uma outra componente à frequência $2\omega_1$. Desta forma, apenas o segundo termo é relevante à frequência de interesse, ω_1 , resultando:

$$i_{AM}(t) = E_0^2 m \cos(\omega_1 t - \dot{\beta} \omega_1 L) \cos(\theta) \quad (2.8)$$

Tendo por base a equação 2.8, pode verificar-se que quando $\theta = \frac{(2n+1)\pi}{2}$, $n = 0, 1, 2, \dots$, a amplitude do sinal recebido anula-se, sendo este fenómeno periódico ao longo da fibra.

O primeiro nulo ocorre para:

$$\frac{D\lambda^2}{2\pi c} \frac{\omega_1^2 L_{nulo,1}}{2} = \frac{\pi}{2} \Leftrightarrow \quad (2.9)$$

$$\Leftrightarrow L_{nulo,1} = \frac{c}{2D\lambda^2 f_1^2} \quad (2.10)$$

2.5 Fontes óticas

Nos sistemas de comunicação óticos é comum a recorrer-se a dois tipos de fontes óticas, sendo eles os LEDs e os *lasers*.

LEDs

Os LEDs (*Light Emitting Diode*) são, basicamente, díodos de junção PN que emitem luz de forma espontânea - ver figura 2.4.

A emissão de luz ocorre quando a junção *pn* do díodo é polarizada diretamente, fazendo com que na região de depleção os eletrões (na banda de condução) se recombinem com lacunas (na banda de valência), emitindo, sob a forma de luz, a energia correspondente a essa diferença de níveis energéticos.

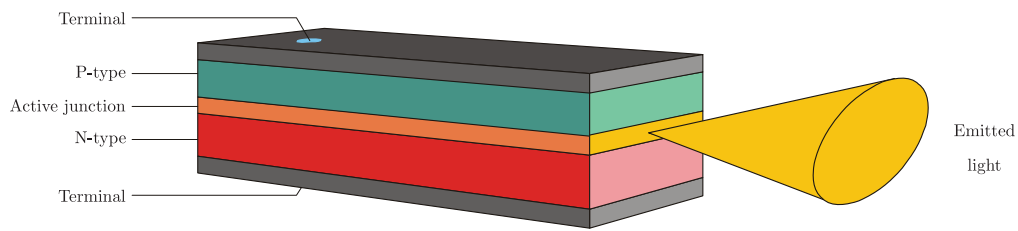


Figura 2.4: Estrutura típica de um LED [2]

Estas são estruturas que apresentam como aspetos positivos o seu baixo custo e o elevado tempo de vida. Como desvantagens evidenciam-se as menores potências de emissão, elevada largura espectral, baixa eficiência e baixo tempo de resposta de emissão, restringindo as taxas de transmissão.

Lasers

Tipicamente, os *lasers* (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*) envolvidos nos sistemas de comunicações óticas são os *lasers* semicondutores.

O *laser* semicondutor é constituído por uma hetero-estrutura associada a uma junção *pn*. Na região ativa são injetados portadores que, por um processo de emissão estimulada (dos fotões do sinal), se recombinam radiativamente, dando origem à luz *laser*, que é retro-alimentada por intermédio de faces semi-espelhadas (habitualmente conseguida por clivagem do material e da diferença de índices de refração do semicondutor e meio envolvente).

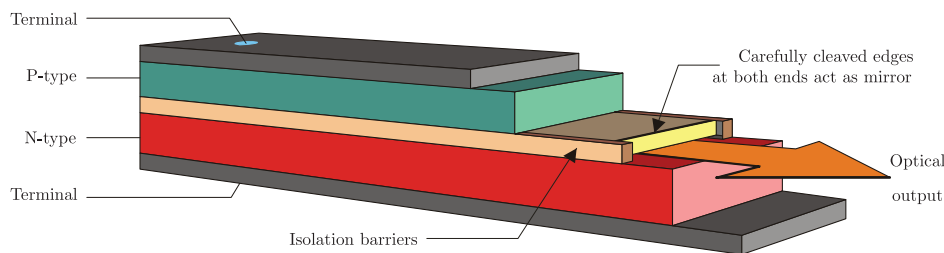


Figura 2.5: Estrutura representativa de um *laser* [2]

O princípio de funcionamento destes dispositivos baseia-se no comportamento de fotões e eletrões.

Estes comportamentos podem estar na origem da absorção de energia presente nos fotões e/ou na emissão de energia luminosa (fotões).

O processo de absorção da energia presente num dado fotão, por parte de um eletrão, e decorrente transição deste da banda de valência, E_1 , para a banda de condução, E_2 , é denominado de **mecanismo de absorção** - ver figura 2.6a.

A emissão de fotões ocorre de duas formas distintas: **emissão espontânea** e **emissão estimulada**.

Durante a emissão espontânea, o elétron presente na banda de condução transita para a banda de valência, dando origem à emissão de um fóton com energia $h\nu_{12}$, sem ocorrer a interação com fótons - ver figura 2.6b.

Por seu turno, no processo de emissão estimulada ocorre a interação de um fóton externo com um elétron presente na banda de condução, originando a sua transição para a banda de valência, promovendo a emissão de um fóton com frequência e fase do fóton externo - ver figura 2.6c.

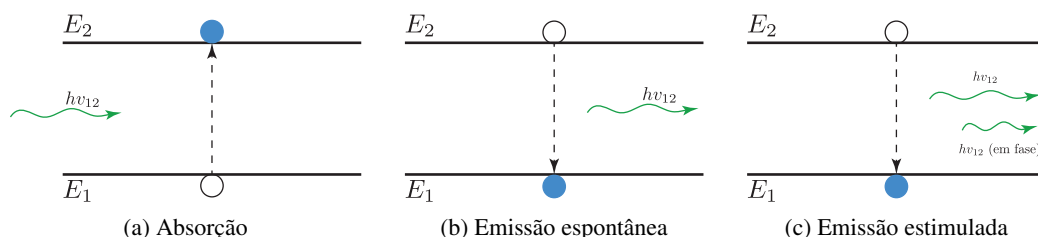


Figura 2.6: Fenômenos de absorção, emissão espontânea e estimulada ocorrentes num *laser*

A emissão espontânea e estimulada são influenciadas pela corrente injetada no *laser*.

Na situação da corrente injetada ser inferior à corrente limiar, I_{th} , a emissão espontânea é dominante, promovendo a emissão de um sinal ótico com uma potência praticamente nula.

Por outro lado, com o aumento da corrente de polarização, I_b , para valores superiores ao da corrente limiar, a emissão estimulada passa a ser dominante e o sinal ótico é emitido com valores de potência bastante superiores. Este comportamento encontra-se representado na figura 2.7.

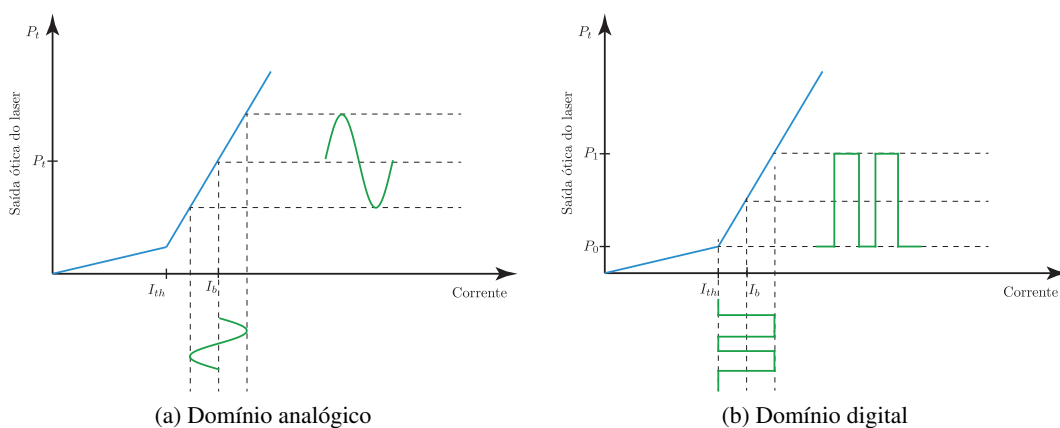


Figura 2.7: Resposta de um *laser* a um sinal, à entrada, analógico (a) e digital (b)

I_{th} respeita à corrente limiar, I_b corresponde à corrente de polarização, P_t representa a potência do sinal transmitido, P_0 respeita à potência ótica do sinal transmitido em representação do nível 0 binário, enquanto que P_1 respeita ao nível binário 1.

Um dos parâmetros mais importantes na caracterização de um dado *laser*, quando utilizados em transmissões analógicas, é o índice de modulação, m , podendo ser calculado de acordo com:

$$m = \frac{A}{I_b - I_{th}} \quad (2.11)$$

sendo A a amplitude do sinal de entrada.

Por outro lado, em transmissões digitais, é a razão de extinção, r_{ex} , que caracteriza o dispositivo e traduz-se por:

$$r_{ex} = \frac{P_0}{P_1} \quad (2.12)$$

Para além da razão de extinção, é importante abordar-se a penalidade de potência, δ_{ex} , que o sinal sofre e que se relaciona com a primeira de acordo com:

$$\delta_{ex} = 10 \log_{10} \left(\frac{1 + r_{ex}}{1 - r_{ex}} \right) \quad \text{dB} \quad (2.13)$$

Globalmente, o desempenho de um dado sistema de comunicações que opere no domínio ótico encontra-se intimamente dependente do comportamento da própria fonte ótica.

No que respeita aos *lasers*, é útil atentar-se às seguintes características:

- **Largura espectral**

Define a banda de comprimentos de onda emitidos pelo *laser*. Uma baixa largura espectral traduz-se numa maior seletividade no que respeita aos comprimentos de onda de emissão luminosa.

- **Ruído de Intensidade Relativa (RIN)**

Corresponde ao ruído advindo de oscilações na intensidade do feixe emitido, que têm origem no fenómeno de emissão espontânea dos fotões.

- **Chirp**

Associa-se a flutuações do comprimento de onda da luz emitida, contribuindo para um aumento da largura de banda do sinal emitido.

Num sistema rádio-sobre-fibra, a fonte ótica é passível de ser modulada direta ou externamente.

Num processo de modulação direta, os principais *lasers* utilizados nestes sistemas são: *Lasers Fabry-Perot* (FP), *Lasers* com Realimentação Distribuída (DFB) e *Lasers* de Emissão de Superfície com Cavidade Vertical (VCSEL), sendo este o utilizado neste trabalho e, por conseguinte, descrito de seguida.

Lasers VCSEL

O *vertical cavity surface emitting laser*, cujo acrónimo é VCSEL, apresenta uma emissão vertical (ver figura 2.8), sendo distinguido dos demais que emitem longitudinalmente, como, por exemplo, o *laser* DFB. Apresenta uma cavidade bastante reduzida ($\approx 1\mu m$).

Como consequência do facto de apresentar uma cavidade com dimensões reduzidas, é exigida uma refletividade bastante elevada ($\approx 99\%$), que é conseguida pela sobreposição de diferentes materiais com diferentes índices de refração.

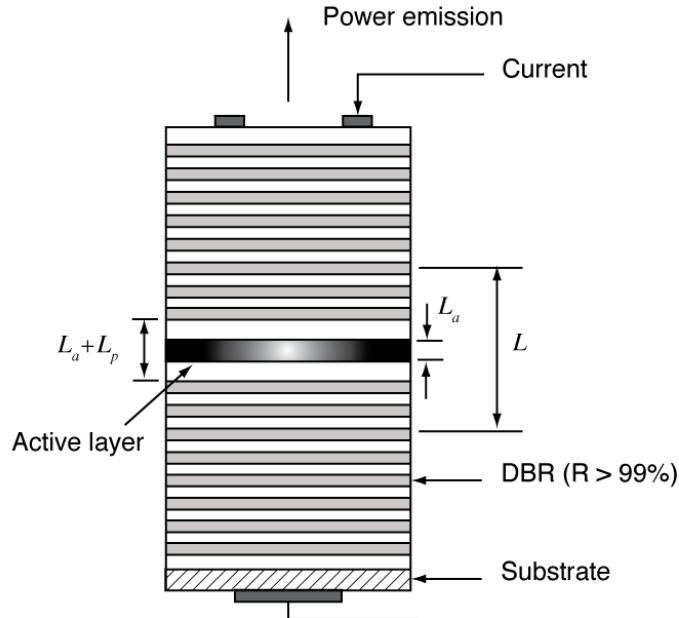


Figura 2.8: Arquitetura de um VCSEL

Estes dispositivos operam com baixas correntes de limiar (I_{th}), resultando num menor consumo energético durante o seu funcionamento. Para além do reduzido consumo, o VCSEL permite um elevado acoplamento à fibra e opera em monomodo [6].

Finalmente, a potência ótica que o *laser* emite, por ambas as faces, é dada por 2.14:

$$P_{out} = \frac{P\eta_d h\nu V}{2\Gamma\tau_p\eta_i} \quad (\text{W}) \quad (2.14)$$

Sendo os parâmetros intrínsecos de um laser, os apresentados na tabela 2.2.

Símbolo	Parâmetro	Unidade
V	Volume da região ativa	m^3
a	Ganho diferencial	m^2
N_{0m}	Densidade de eletrões na transparência	m^{-3}
β	Fator de emissão espontânea	-
Γ	Fator de confinamento ótico	-
τ_s	Tempo de vida dos eletrões	ns
τ_p	Tempo de vida dos fotões	ps
ε	Fator de compressão de ganho	m^3
v_g	Velocidade de grupo	m/s
η_i	Rendimento de injeção de portadores	-

Tabela 2.2: Parâmetros intrínsecos de um laser

2.6 Recetores óticos

Nos sistemas RoF, na receção é necessário o recurso a equipamentos fotorrecetores constituídos por materiais semicondutores, por forma a realizar-se a conversão ótico-elétrica (OE).

Neste processo, os fotões que incidam num semicondutor são absorvidos pelos eletrões presentes na banda de valência, energizando-os e, desta forma, migrarem para a banda de condução (deixando uma lacuna na banda de valência).

Quando o semicondutor sofre a ação de uma tensão externa, os pares eletrão-lacuna geram uma corrente - fotocorrente.

Tipicamente, os dispositivos fotorrecetores são constituídos por fotodíodos (semicondutores de junção PN), podendo estes serem fotodíodos PIN ou Avalanche (APD).

Dada a pertinência e o recurso ao fotodíodo PIN no âmbito deste trabalho, estes são descritos seguidamente.

Fotodíodo PIN

Um fotodíodo PIN corresponde a um semicondutor de junção PN, sendo introduzido, entre esta junção, um outro semicondutor intrínseco (P+I+N), cuja função é aumentar a região de depleção, assegurando uma maior absorção de luz nesta região, melhorando, desta forma, a eficiência e a responsividade da estrutura.

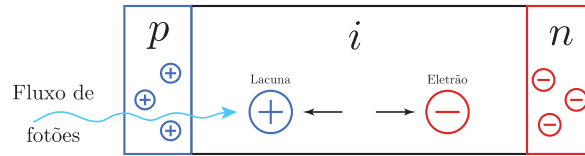


Figura 2.9: Estrutura de um fotodíodo PIN

Define-se eficiência de um fotodíodo como a razão entre o número de pares eletrão-lacuna gerados e o número de fotões incidentes.

$$\eta = \frac{\text{Número de pares eletrão-lacuna gerados}}{\text{Número de fotões incidentes}} \times 100\% \quad (2.15)$$

A responsividade, \mathfrak{R} , corresponde à razão entre a fotocorrente produzida, I_{ph} , e a potência ótica incidente, P_{in} :

$$\mathfrak{R} = \frac{I_p}{P_{in}} \quad (A/W) \quad (2.16)$$

Fontes de ruído na fotodetecção

Num processo de conversão ótico-elétrica, a corrente que idealmente é gerada é proporcional à potência do sinal ótico incidente. Em ambiente prático, a corrente que é gerada na fotodetecção não é perfeitamente constante, mesmo quando um sinal incidente apresenta uma dada potência

ótica de valor constante. Este comportamento da corrente gerada resulta da ação do ruído que advém de fontes distintas [1].

As diversas fontes de ruído, para fotodíodos PIN, podem caracterizar-se por [1]:

- **Ruído quântico**

A incidência de um sinal ótico, com uma dada potência ótica, é traduzida, fisicamente, pela incidência de um dado número de fotões por unidade de tempo, sendo o intervalo de tempo entre fotões aleatório e representado por uma distribuição de Poisson.

A fotocorrente gerada apresenta uma componente aleatória, $i_{shot}(t)$, associada ao ruído quântico (*shot noise* ou *quantum noise*).

O valor quadrático médio desta corrente, $\langle i_{shot}^2 \rangle$, à saída do fotodetector PIN, corresponde à variância da corrente do ruído quântico, σ_{shot}^2 , e traduz-se por:

$$\langle i_{shot}^2 \rangle = \sigma_{shot}^2 = 2qI_pB_e \quad (2.17)$$

onde q representa a carga do eletrão ($q = 1.60218 \times 10^{-19}C$), I_p traduz a fotocorrente primária e B_e representa a largura de banda elétrica do recetor.

- **Corrente escura**

Advém da geração de eletrões e/ou lacunas por efeitos térmicos na junção *pn* do fotodíodo.

Esta fonte de ruído encontra-se presente mesmo na ausência do sinal ótico à entrada e tende a adquirir um maior impacto em materiais cuja diferença energética entre as bandas de valência e condução é menor. O valor quadrático médio desta corrente, $\langle i_{DB}^2 \rangle$, e semelhante variância, σ_{DB}^2 , expressam-se por:

$$\langle i_{DB}^2 \rangle = \sigma_{DB}^2 = 2qI_D B_e \quad (2.18)$$

onde I_D corresponde à corrente escura (*dark current*) do fotodetector.

- **Corrente de fuga**

Esta corrente resulta de imperfeições nas superfícies, da limpeza, da tensão inversa e da área de superfície. O valor quadrático médio da corrente de fuga, $\langle i_{DS}^2 \rangle$, e respetiva variância, σ_{DS}^2 , expressam-se por:

$$\langle i_{DS}^2 \rangle = \sigma_{DS}^2 = 2qI_L B_e \quad (2.19)$$

em que I_L representa a corrente de fuga (*leakage current*) na fotorrecepção.

Globalmente, pode afirmar-se que, para o caso do fotodíodo PIN, o ruído associado à fotorrecepção, $\langle i_N^2 \rangle$, é expresso por:

$$\langle i_N^2 \rangle = \sigma_N^2 = \langle i_{shot}^2 \rangle + \langle i_{DB}^2 \rangle + \langle i_{DS}^2 \rangle \quad (2.20)$$

$$= 2q(I_p + I_D + I_L)B_e \quad (2.21)$$

2.7 Conclusão

Neste capítulo abordaram-se os principais fenómenos respeitantes à transmissão de sinais em fibra ótica, nomeadamente os fenómenos de atenuação e dispersão.

Para além destes fenómenos, apresentam-se os principais dispositivos associados a um sistema de comunicação ótico, como sendo as fontes e os recetores óticos. Os equipamentos utilizados no âmbito deste trabalho também são descritos (*Lasers* VCSEL e fotodíodo PIN).

Capítulo 3

Conversores SDM

3.1 Introdução

Tipicamente, num sistema de conversão de um sinal analógico num outro de domínio digital (ADC), recorre-se, fundamentalmente, às técnicas de amostragem do sinal analógico, com uma dada frequência f_s , e à técnica de quantização (do sinal previamente amostrado), obtendo-se, à saída, um sinal digital.

Os moduladores Sigma-Delta (SDM), têm dado um contributo importante no que respeita à conversão de sinais analógicos em sinais digitais [11].

Estes compreendem a junção das técnicas de sobreamostragem e de modulação do ruído (*noise shaping*), o que lhes permite não somente uma minimização do ruído na banda em que se pretende operar, mas também uma maior robustez no que respeita a imperfeições dos circuitos analógicos, tornando-se uma opção bastante viável no que respeita à implementação de interfaces analógica-digital embebidas em sistemas, recentes, em *chip* (SoC) implementados em tecnologias CMOS com dimensões nanométricas [3].

Um SDM é constituído, essencialmente, por um integrador, um quantizador e um conversor digital-analógico (DAC) na malha de realimentação, sendo representado na figura 3.1.

Neste capítulo começa-se por apresentar alguns conceitos básicos associados à digitalização de sinais, passando posteriormente a discutir as arquiteturas de modulação SDM, nomeadamente, passa-baixo e passa-banda. São ainda discutidas, neste contexto, técnicas de conversão de frequências e as várias arquiteturas SDM implementadas.

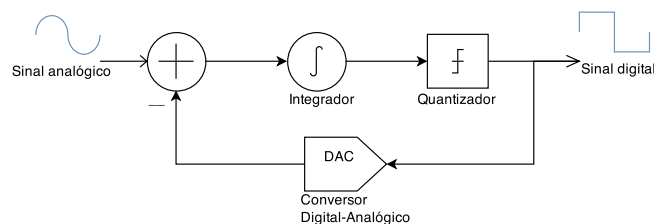


Figura 3.1: Diagrama de um SDM de 1ª ordem

3.2 Conceitos básicos

Com vista a uma melhor percepção do processo de conversão de sinais, apresentam-se os principais conceitos relativos a este processo.

3.2.1 Sobreamostragem

Para que seja exequível uma reconstrução perfeita do sinal amostrado, sem distorção, é necessário que a frequência de amostragem, f_s , seja, no mínimo, o dobro da frequência máxima, de interesse, do sinal amostrado, f_{signal} - Teorema de Nyquist [3].

O valor mínimo que a frequência de amostragem pode tomar designa-se de frequência de Nyquist, f_N .

Traduzindo-se matematicamente por:

$$\begin{aligned} f_s &\geq f_N \\ f_s &\geq 2 \times f_{\text{signal}} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Dado que num processo de conversão analógico-digital se realiza uma conversão de sinais contínuos, numa largura de banda finita - BW , em sinais discretos no domínio dos tempos, considera-se que, para a satisfação do Teorema de Nyquist, a frequência no processo de amostragem deve ser, no mínimo, o dobro da largura de banda com que se pretende operar [3]:

$$f_s \geq 2 \times BW \quad (3.2)$$

Neste processo de amostragem do sinal, caso este seja amostrado a uma frequência superior que a frequência de Nyquist, o conversor é designado por **conversor com sobreamostragem** (ver figura 3.3), ao invés de **conversor à taxa de Nyquist** (ver figura 3.2).

Denomina-se por taxa de sobreamostragem - OSR (*oversampling ratio*), a relação entre a frequência de amostragem e a frequência de Nyquist (ver equação 3.3) [3]:

$$OSR = \frac{f_s}{f_N} = \frac{f_s}{2 \times BW} \quad (3.3)$$

O recurso a conversores com sobreamostragem é benéfico, uma vez que permite um maior espaçamento entre o sinal e as imagens deste, obtidas aquando do processo de amostragem. Desta forma, garante-se que as componentes espectrais do sinal amostrado não se sobrepõem com a banda de sinal, o que possibilita o recurso a um filtro *anti-aliasing* (AAF), menos rigoroso no que respeita ao fator de atenuação, que, por sua vez, se traduz numa redução da complexidade e do próprio custo deste filtro.

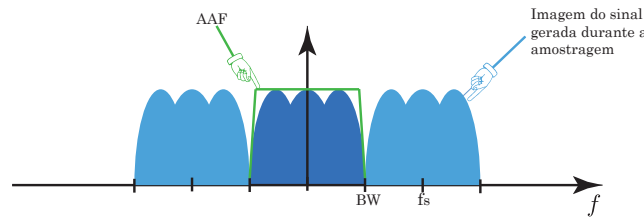


Figura 3.2: Esquema do processo de amostragem à taxa de Nyquist

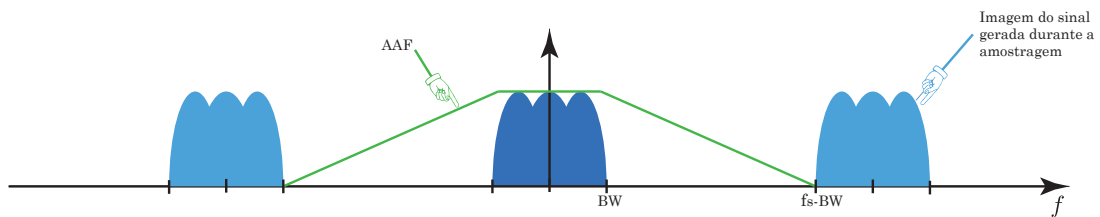


Figura 3.3: Esquema do processo de sobreamostragem

3.2.2 Quantização

Quantizar um sinal corresponde à conversão de um sinal com um conjunto infinito de valores (sinal analógico) para um sinal com um conjunto discreto de valores (sinal digital).

A realização deste processo introduz ruído no sistema - Ruído de Quantização (ver subsecção 3.2.3), ou Erro de Quantização, correspondendo, este erro, à diferença de amplitude, exata, entre o sinal analógico (a quantizar) e o sinal digital (quantizado) [12].

Neste processo, caso se assuma que o erro de quantização e o sinal a quantizar não se encontram correlacionados, o erro de quantização apresenta um comportamento passível de ser representado por uma fonte de ruído branco, tal como se ilustra na figura 3.4.

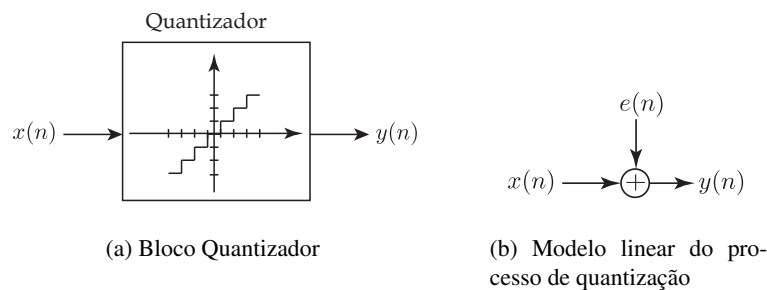


Figura 3.4: Processo de quantização

A quantização é passível de ser realizada de forma uniforme ou não uniforme [12]. Na primeira, os níveis de quantização encontram-se uniformemente espaçados e admitem duas topologias:

- *midriser* - tem origem a meio da subida;

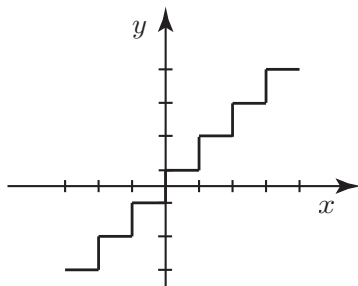


Figura 3.5: Esquema da topologia *midriser*

- *midtread* - tem origem a meio de um nível de quantização.

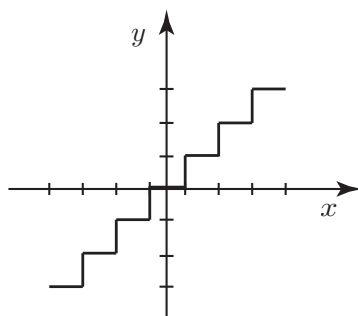


Figura 3.6: Esquema da topologia *midtread*

Quando a quantização é não uniforme, os níveis de quantização não apresentam uniformidade, ajustando-se à forma do sinal, garantindo uma otimização do processo [12].

No processo de quantização, cada valor amostrado é representado pelo seu nível mais próximo, sendo cada nível, L_q , representado por um conjunto de N bits:

$$L_q = 2^N \quad (3.4)$$

No que respeita ao débito binário, R_b , este é obtido pelo produto do número de bits utilizados para representar cada amostra do sinal, N , com a respetiva frequência de amostragem, f_s , tal como representado na equação 3.5.

$$R_b = N \times f_s \quad (\text{bit/s}) \quad (3.5)$$

Na figura 3.7 encontra-se representado o processo de quantização e o erro resultante, para o caso de 8 níveis de quantização (3 bits/nível).

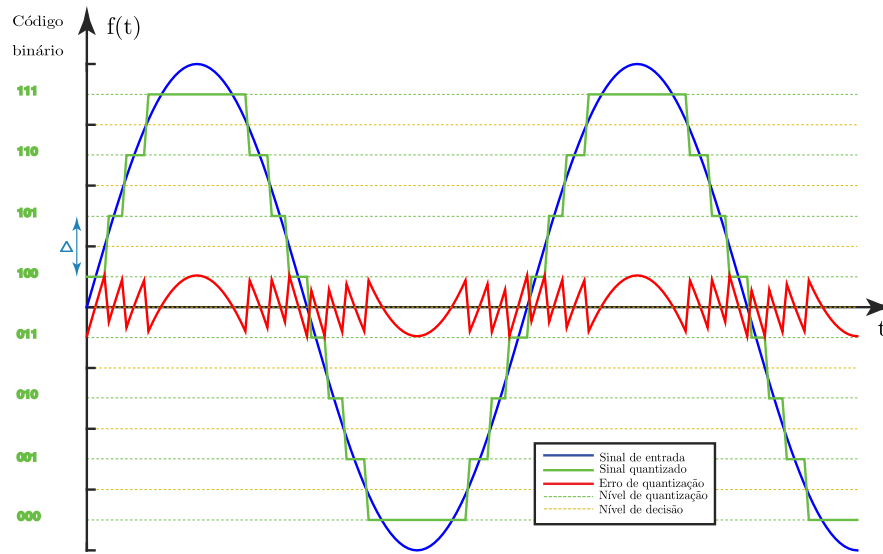


Figura 3.7: Processo de quantização e Erro de quantização resultante, para o caso de 8 níveis discretos de quantização

Tal como é possível observar-se na figura 3.7, para um caso de quantização uniforme, verifica-se que os níveis de decisão e os níveis de quantização pertencem aos intervalos discretos [12]:

- Níveis de decisão:

$$\{0; \pm\Delta; \pm2\Delta; \pm3\Delta; \dots; (L/2 - 1)\Delta\}$$

- Níveis de quantização:

$$\{\pm\Delta/2; \pm3\Delta/2; \pm5\Delta/2; \dots; (L - 1)\Delta/2\}$$

Finalmente, é importante referir que, para minorar o erro de quantização basta incrementar o número de bits de quantização (N) \longleftrightarrow aumentar o número de níveis de quantização (L)[12].

3.2.3 Ruído de Quantização

O ruído de quantização, e , corresponde ao erro introduzido aquando do processo de quantização do conversor, devido ao facto de se converter, em amplitude, um conjunto de valores contínuos (sinal de entrada) num conjunto finito de valores [12].

Assim, a informação perdida não é passível de ser recuperada, conduzindo a um decréscimo na resolução do sinal de saída [3].

Para uma quantização uniforme, com um degrau de quantização, Δ , o erro de quantização, e , comporta-se como uma variável aleatória pertencente ao intervalo $[-\Delta/2; \Delta/2]$.

Na situação de existir um elevado número de níveis de quantização (Δ bastante pequeno), considera-se que o erro de quantização é uniformemente distribuído - ver figura 3.8, com uma densidade de probabilidade retangular, no intervalo acima apresentado [3].

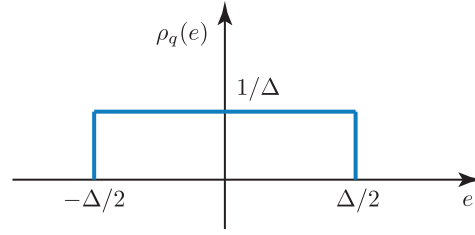


Figura 3.8: Função densidade de probabilidade do ruído Branco de quantização [3]

Devido ao comportamento constante da função densidade de probabilidade, o erro de quantização é passível de ser modelado como uma fonte de ruído Branco, sendo, tipicamente, designado de ruído de quantização. O modelo linear característico é apresentado na figura 3.9.

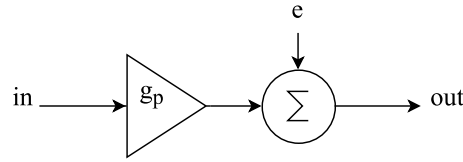


Figura 3.9: Modelo linear do erro de quantização

onde g_p corresponde ao ganho de quantização.

O valor da variância do erro de quantização, σ_Q^2 , [3] corresponde a:

$$\sigma_Q^2 = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 p(e) de = \frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 de \quad (3.6)$$

No que respeita à densidade espectral da potência do erro de quantização, $S_E(f)$, esta apresenta um comportamento constante com o valor de $K = \frac{\Delta}{\sqrt{12}} \times \sqrt{\frac{1}{f_s}}$, restrita no intervalo $[-f_s/2; f_s/2]$.

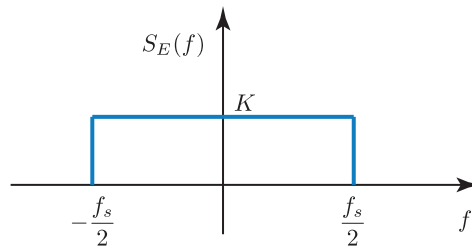


Figura 3.10: Função densidade espectral da potência do ruído de quantização

onde:

$$\begin{aligned} S_E(f) &= \frac{\sigma_Q^2(e)}{f_s} \\ &= \frac{1}{f_s} \left[\frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 de \right] \end{aligned}$$

$$= \frac{\Delta^2}{12 \times f_s} \quad (3.7)$$

Finalmente, a potência do ruído de quantização na banda a que se pretende operar é obtida a partir de:

$$P_e = \int_{-BW/2}^{BW/2} S_E(f) df = \frac{\Delta^2}{12 \times OSR} \quad (3.8)$$

Como é possível observar, é permitido minorar a potência do ruído de quantização com o incremento da taxa de sobreamostragem. Atentando-se à equação 3.8, consegue-se uma redução do ruído de quantização, à taxa de 3 dB/oitava, com o incremento do OSR. Tal como se pretende representar na figura 3.11.

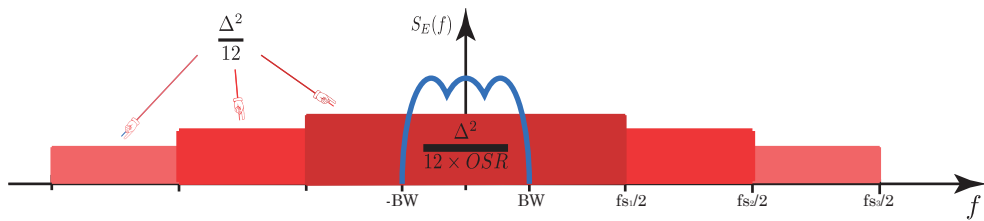


Figura 3.11: Representação do nível de ruído com o incremento da sobreamostragem

Atentando-se à anterior figura, uma vez mais se prova que a operação com conversores com sobreamostragem é benéfica no que à diminuição da amplitude do ruído na banda de interesse respeita.

3.2.4 Ruído jitter

O *jitter* resulta do facto de o período do sinal de relógio sofrer variações aleatórias, conduzindo a erros no processo de amostragem.

Tal como se pode verificar na figura 3.12, uma variação do período do sinal de relógio, $\tau(t)$, induz um erro de amostragem da amplitude do sinal, $\Delta v(t)$, [13].

No espectro RF, o *jitter* é bastante relevante devido ao elevado *slew rate*, devendo, portanto, ser contabilizada a potência de ruído por si induzido.

Assim, para um sinal $x(t)$, o seu declive, $x'(t)$, é dado por (3.9):

$$x'(t) = \frac{\partial v}{\partial t} \quad (3.9)$$

pelo que resulta:

$$e_{jitter}(t) = x'(t) \partial t \quad (3.10)$$

A potência do erro, sendo dada pelo valor quadrático médio do erro, corresponde a [13]:

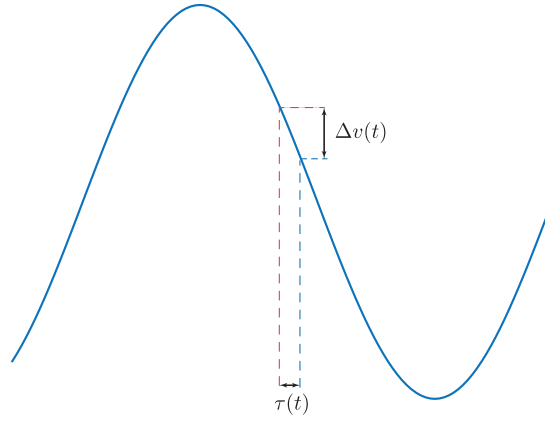


Figura 3.12: Efeito *jitter* durante o processo de amostragem

$$P_{jitter} = E[e_{jitter}(t)^2] = E[x'(t)^2 \partial t^2] = E[x'(t)^2] \times E[\partial t^2] \quad (3.11)$$

onde $E[\partial t^2]$ corresponde à variância, no tempo, de *jitter*, Δt_{rms}^2 .

3.2.5 Desempenho

Por forma a avaliar-se o desempenho de um SDM é comum recorrerem-se às medidas apresentadas de seguida.

3.2.5.1 Razão Sinal-Ruído

A razão sinal-ruído máxima para um conversor analógico-digital, de N bits e que opera com uma taxa de sobreamostragem OSR , durante o processo de quantização (SNR_Q), é dada por [3]:

$$SNR_Q = 6.02 \times N + 1.76 + 10 \times \log_{10}(OSR) \quad \text{dB} \quad (3.12)$$

É importante, contudo, referir-se que, no sistema, o ruído *jitter* é relevante, pelo que a razão sinal-ruído global deve contemplá-lo. De uma forma global, a razão sinal-ruído, SNR , corresponde à razão entre a potência do sinal, P_s , e a potência total de ruído (fundamentalmente, ruído de quantização, P_e , e ruído *jitter*, P_{jitter}) [3]:

$$SNR = \frac{P_s}{P_e + P_{jitter}} = 10 \times \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_e + P_{jitter}} \right) \quad \text{dB} \quad (3.13)$$

3.2.5.2 Gama dinâmica

Define-se gama dinâmica, DR , como a razão entre a potência de saída de um modulador, com um sinal sinusoidal, à entrada, com uma amplitude máxima pico-a-pico, V_{pp}^2 , e a potência total de ruído (ruído de quantização, P_e , e ruído *jitter*, P_{jitter}) [3]

$$DR = \frac{V_{pp}^2}{8(P_e + P_{jitter})} = 10 \times \log_{10} \left(\frac{V_{pp}^2}{8(P_e + P_{jitter})} \right) \quad \text{dB} \quad (3.14)$$

Idealmente, a gama dinâmica é passível de ser calculada de acordo com [3]:

$$DR \simeq 10 \times \log_{10} \left(\frac{3}{2} \times (2^N - 1)^2 \times \frac{(2L + 1) \times OSR^{2L+1}}{\pi^{2L}} \right) \quad \text{dB} \quad (3.15)$$

3.2.5.3 Figura de mérito

A figura de mérito, FoM, estabelece a relação entre a potência total do modulador, P_{tot} , o número efetivo de *bits*, ENOB, e a banda do sinal, f_B [3]:

$$FoM = \frac{P_{tot}}{2^{ENOB} \times 2f_B} = 10 \times \log_{10} \left(\frac{P_{tot}}{2^{ENOB} \times 2f_B} \right) \quad \text{dB} \quad (3.16)$$

em que

$$ENOB \simeq \frac{DR - 1.76}{6.02} \quad \text{dB} \quad (3.17)$$

onde:

- $N \equiv$ número de bits utilizados na quantização;
- $L \equiv$ Ordem do SDM;
- $OSR \equiv$ taxa de sobreamostragem.

3.2.5.4 MER

MER (*Modulation Error Ratio*) é uma grandeza que expressa uma relação de sinal e ruído em sinais digitais, sendo calculada de acordo com [13]:

$$MER = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\bar{P}_{simbolo}}{\bar{P}_{ruído}} \right) \quad \text{dB} \quad (3.18)$$

em que $\bar{P}_{simbolo}$ corresponde à potência média do símbolo e $\bar{P}_{ruído}$ significa a potência média do ruído.

3.2.5.5 EVM

Para além do MER, também se pode recorrer ao EVM (*Error Vector Magnitude*) para quantificar o desempenho do sistema digital, no que respeita aos erros, onde:

$$EVM = \frac{\text{Magnitude do erro da constelação}}{\text{Magnitude máxima do símbolo da constelação}} \times 100\% \quad (3.19)$$

O MER e o EVM são grandezas passíveis de se relacionarem de acordo com [13]:

$$EVM = 10^{-\frac{MER(dB) + PAR(dB)}{20}} \times 100\% \quad (3.20)$$

sendo o PAR (*Peak-to-Average Ratio*), para uma modulação do tipo M-QAM, obtido a partir de:

$$\begin{aligned} PAR &= \frac{2(\sqrt{M}-1)^2}{\frac{2(M-1)}{3}} \\ &= 3 \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}+1} \\ &= 10 \times \log_{10} \left(3 \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}+1} \right) \text{ dB} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Para o caso de uma modulação do tipo 16-QAM, o PAR toma o valor de $9/5 = 2.55$ dB.

Finalmente, o MER e o EVM podem ser relacionados com o SNR de acordo com:

$$SNR = -20 \times \log_{10} \left(\frac{EVM_{rms}}{100} \right) - 10 \times \log_{10}(PAR) \text{ dB} \quad (3.22)$$

$$= MER(dB) - 10 \times \log_{10}(PAR) \text{ dB} \quad (3.23)$$

3.3 Modulação SDM passa-baixo

3.3.1 SDM de primeira ordem

Um SDM de primeira ordem é constituído por um integrador, um quantizador e uma malha de realimentação com um conversor digital-analógico (DAC), tal como é ilustrado na figura 3.1.

As funções de transferência do sinal (STF) e do ruído (NTF) são [4]:

$$STF(z) = 1 \quad (3.24)$$

$$NTF(z) = 1 - \frac{1}{z} \quad (3.25)$$

Tal como é possível verificar, a função de transferência do sinal é constante para todo o z , tomando o valor unitário. A função de transferência do ruído comporta-se como um filtro passa-alto, empurrando o ruído para as altas frequências.

3.3.2 SDM de ordens superiores a 1

Aumentando-se o número de malhas de realimentação, é possível controlar-se o comportamento do ruído na banda a que se opera, promovendo um aumento do SNR nessa mesma banda [4].

Um SDM de segunda ordem pode ser implementado com recurso à substituição do bloco quantizador por um SDM de primeira ordem.

Este comportamento é passível de ser estendido, utilizando-se n SDMs, denominando-se SDM de ordem n , tal como é ilustrado na figura 3.13.

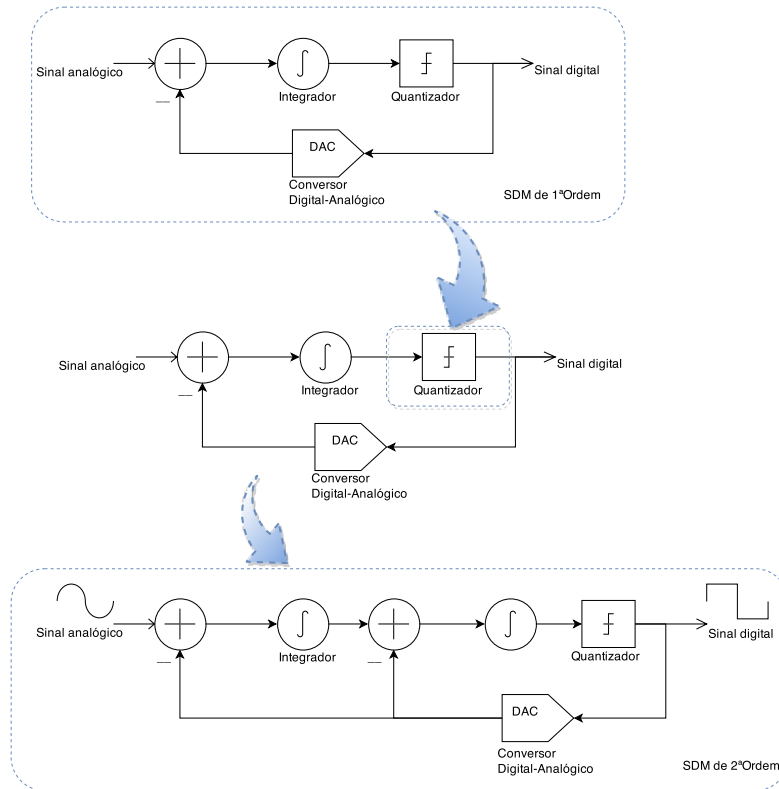


Figura 3.13: Arquiteturas de SDM de primeira e segunda ordens

3.3.3 Análise de estabilidade

Uma modulação SDM é designada de estável se, para uma determinada gama de sinais de entrada, os estados dos sistemas são limitados [14].

Desta forma, pela análise do diagrama polar associado à função de transferência do ruído, $NTF(z)$, é possível concluir-se que [14]:

- **SDM é estável** se todos os polos se encontram dentro do círculo unitário;
- **SDM é parcialmente estável** se um, ou mais, polos se localizam fora do círculo unitário mas tendem para o seu interior;
- **SDM é instável** se um, ou mais, polos se localizam fora do círculo unitário.

É importante referir-se que implementações SDM de baixas ordens ($n = 1$ e 2) são sempre estáveis. Contudo, quando se implementam estruturas SDM de ordens superiores ($n > 2$) é necessário estudar a estabilidade dessas implementações, de tal forma que se garanta, pelo menos, uma estrutura parcialmente estável nas condições de operação pretendidas.

O critério de estabilidade utilizado é a Regra de Lee, que defende que o máximo valor que a norma da função de transferência do ruído apresenta deve ser inferior a 2, para que o sistema seja considerado estável [14, 15]:

$$\|NTF(z)\|_{\infty} < 2 \quad (3.26)$$

3.4 SDM Passa-banda

Os SDM Passa-banda (BP-SDM) são bastante úteis no que respeita à implementação de ADCs, em sistemas RF, pois não necessitam de digitalizar a banda de Nyquist inteira (de dc para f_s), ao invés dos conversores ADC à taxa de Nyquist [3].

Os BP-SDM realizam a digitalização do sinal analógico somente na banda de sinal, ver figura 3.14, contribuindo para um decréscimo no consumo de potência.

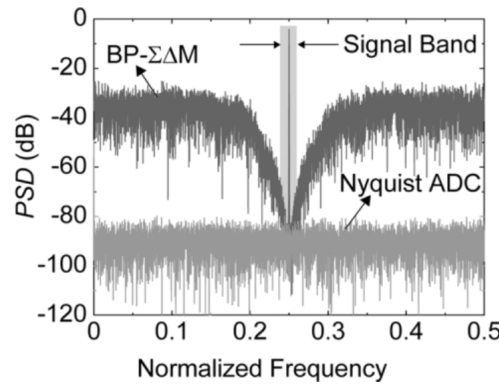


Figura 3.14: Espectro do sinal à saída de um BP-SDM [3]

Para além do exposto, caso a conversão AD permita que parte do processamento de sinal seja transferida do domínio analógico para o digital (mistura em quadratura, seleção de canais, controlo de ganho e desmodulação), então a utilização de BP-SDM é benéfica em sistemas de comunicação *wireless*, dada a robustez e adaptabilidade dos recetores RF [3].

Comparativamente à configuração apresentada anteriormente, esta amostragem passa-banda, também designada de sub-amostragem, difere somente na existência de um filtro passa-banda na malha principal, ao invés de um filtro passa-baixo, tal como é apresentado na figura 3.15.

A amostragem passa-banda de sinais RF pode ser realizada tendo por base a estrutura do SDM, apresentada anteriormente, acompanhada da condição (3.27):

$$f_{max}/f_s \gg 1 \quad (3.27)$$

A função de transferência do ruído, que anteriormente era apresentada com um comportamento passa-alto, pode ser transformada num rejeita-banda, com os zeros localizados à frequência central do sinal de entrada [16], minimizando, desta forma, o impacto do ruído na banda passante.

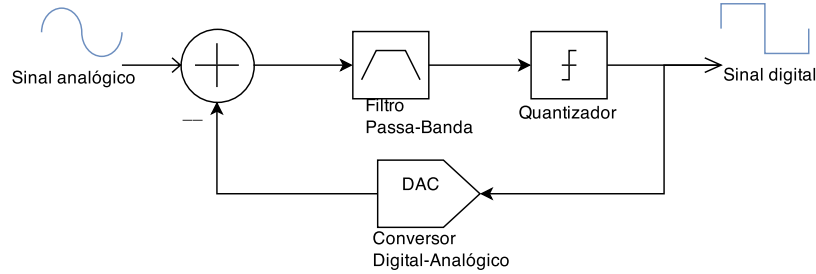


Figura 3.15: Modelo linear de um SDM com uma filtragem passa-banda

A realização de uma implementação, em tempo discreto, de um SDM passa-banda (BP-SDM) é passível de ser obtida realizando a seguinte substituição:

$$z^{-1} \longrightarrow -z^{-2}$$

Assim, uma implementação SDM passa-baixo (LP-SDM) de ordem n após ser submetida à substituição apresentada anteriormente, passa a designar-se BP-SDM de ordem $2n$, tal como se pretende resumir na tabela 3.1 :

z^{-1}	\longleftrightarrow	$-z^{-2}$
LP-SDM de ordem n	\longleftrightarrow	BP-SDM de ordem $2n$

Tabela 3.1: Resumo da transição LP-BP SDM

Após a transformação, os zeros da $NTF(z)$, z_n , transitam de $z_n = 1$ para $z_n = e^{\pm j\pi/2}$, de acordo com o esquematizado na figura 3.16.

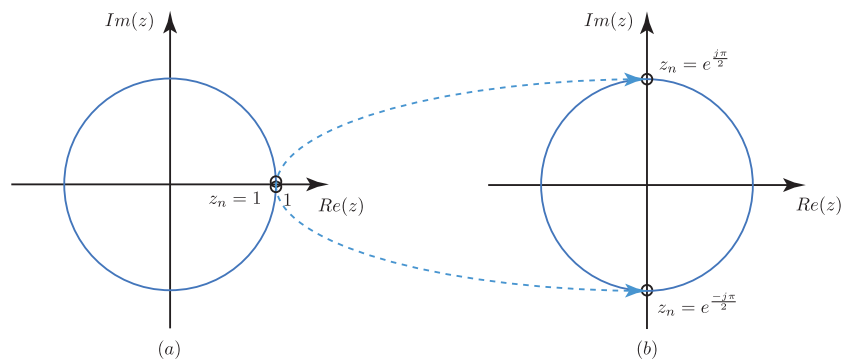


Figura 3.16: Mapeamento dos zeros da $NTF(z)$ numa estrutura LP-SDM (a) e BP-SDM (b)

As arquiteturas BP-SDM de ordem $2n$ garantem a preservação das condições de estabilidade e razão sinal-ruído associados à implementação LP-SDM de ordem n respetivas.

3.5 Soluções de conversão de frequência

Nas estações centrais, os elementos analógicos, como os conversores *up-frequency* e *down-frequency* e misturadores são passíveis de serem implementados no domínio digital, juntamente com os elementos dos moduladores Sigma-Delta, como DAC, filtro NTF e quantizador, numa plataforma comum.

Pelo facto de se operar com uma arquitetura inteiramente digital, promove-se uma menor restrição no que respeita às funções desempenhadas na estação central.

No que respeita à arquitetura, na estação central, um conversor eletro-ótico (EOC) realiza a modulação da portadora ótica, a partir do sinal digital que recebe. Dependendo do débito binário do sinal digital pretendido, esta modulação pode ser realizada diretamente, com recurso a um *laser*, ou com a utilização de um modulador ótico externo.

Nas estações base, o sinal ótico recebido é convertido para o domínio elétrico (OEC) recorrendo-se a um fotodíodo (PD), sendo seguido de um filtro passa-banda (BPF), sintonizado à frequência central do sinal RF, por um amplificador de potência (PA), por um circulador RF e uma antena RF, ver figura 3.17 [4].

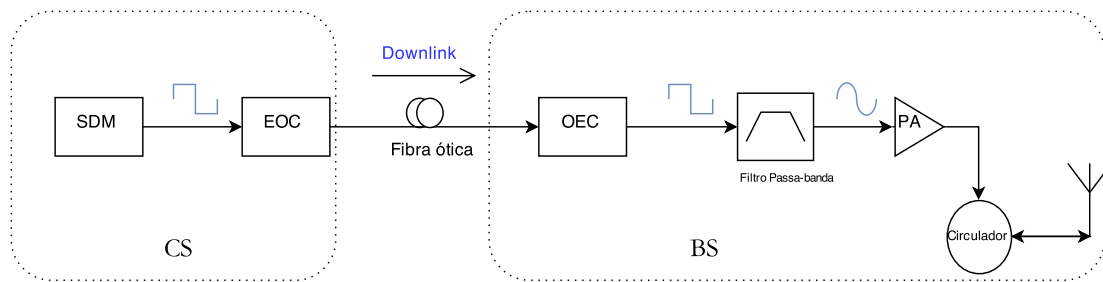


Figura 3.17: Diagrama representativo de uma ligação Downlink, baseado numa arquitetura DRoF com SDM

Com uma codificação Non-Return-to-Zero (NRZ), acompanhada por um processo de amostragem, o espectro do sinal digital é repetido em múltiplos de f_s , sendo f_s a frequência de amostragem num SDM passa-banda, criando réplicas, do sinal RF original, a altas frequências.

O recurso a esta arquitetura possibilita a transmissão de sinais digitais, com débitos abaixo dos *Gbps*, a partir dos quais os sinais RF, centrados a frequências na gama dos *GHz*, podem ser alcançados sem recurso a qualquer elemento adicional para a realização de uma conversão *up-frequency* na estação base [4].

De acordo com o apresentado, ilustra-se na figura 3.18 os espectros de potência dos sinais, com uma modulação do tipo mono-portadora (SC), à saída do SDM passa-banda, para cada uma das ordens implementadas, onde é possível atentar-se ao comportamento dos sinais à frequência original (250 MHz) e da primeira e segunda réplicas, a 1250 MHz e 2250 MHz, respetivamente.

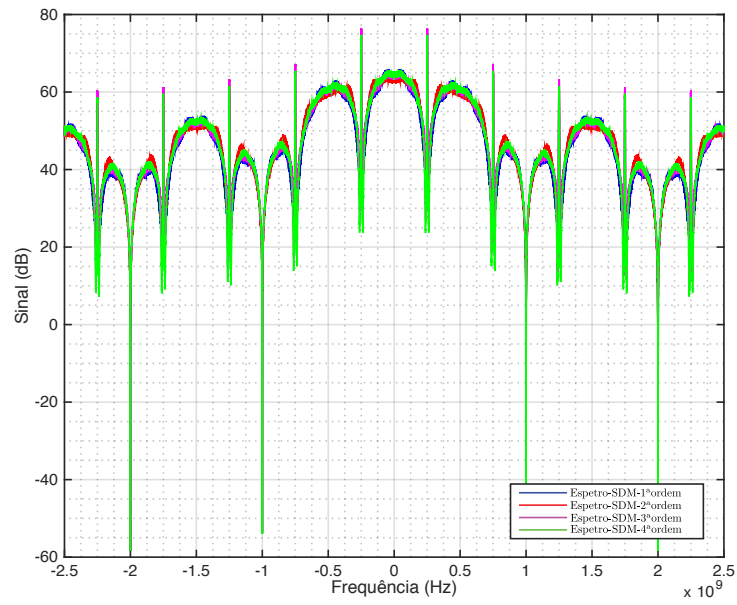


Figura 3.18: Espectro do sinal SC à saída do BP-SDM, para $n = 1, 2, 3$ e 4

Para uma análise mais cuidada, na figura 3.19 apresentam-se os espectros dos sinais BP-SDM para cada uma das quatro ordens implementadas e às frequências de 250 MHz (3.19a), 1250 MHz (3.19b) e 2250 MHz (3.19c).

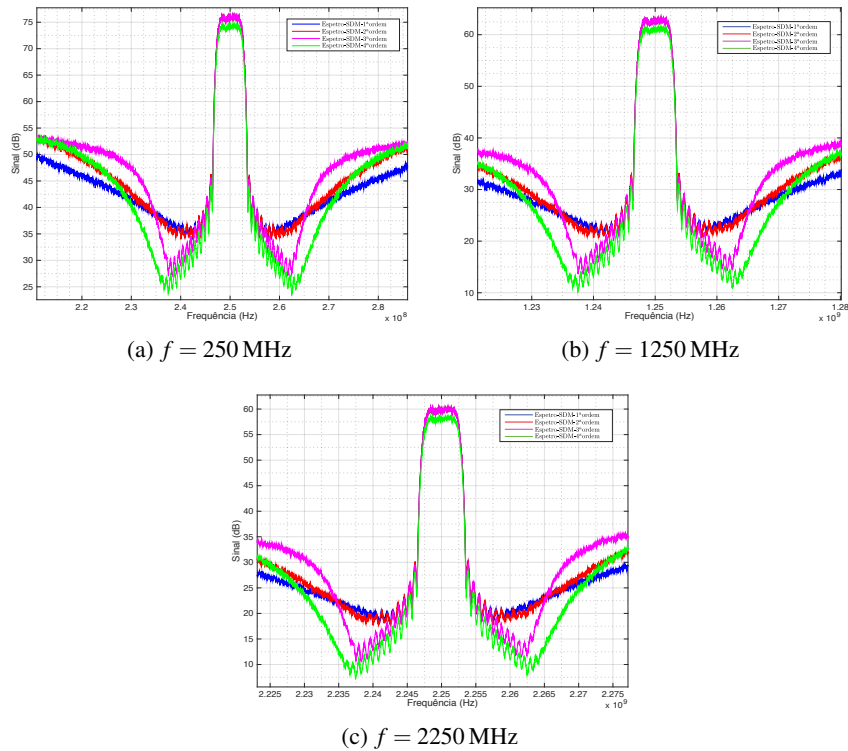


Figura 3.19: Espectros dos sinais às frequências de 250 MHz, 1250 MHz e 2250 MHz, para cada uma das quatro ordens implementadas

3.6 Arquiteturas SDM implementadas

Por forma a analisar-se o comportamento do sistema e estabelecer-se a comparação entre os resultados oriundos das diferentes ordens dos SDMs, implementaram-se as primeiras quatro ordens ($n=1, 2, 3$ e 4).

Em jeito de seleção, optou-se pela utilização de arquiteturas mais simples, do tipo *Multiple-Feedback SDM* (MF-SDM), ao invés de estruturas mais complexas, como *feedforward coupling* (CIFF) ou estruturas multi-andar [14].

Os coeficientes a_i , b_i e g_i foram obtidos a partir de [17] e ajustados de uma forma empírica e iterativa.

Dado que as condições de estabilidade permanecem inalteradas aquando da transição do LP-SDM para BP-SDM, ver secção 3.4, nesta secção, em jeito de análise de estabilidade, apresentam-se as arquiteturas correspondentes ao LP-SDM, sabendo-se, tal como anteriormente mencionado, que a transformação LP-SDM em BP-SDM exige somente a substituição: $z^{-1} \rightarrow -z^{-2}$.

O filtro "integrador" encontra-se representado na figura 3.20,

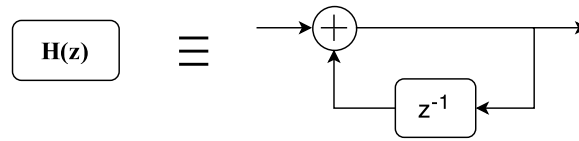


Figura 3.20: Estrutura do filtro implementado

sendo descrito pela função de transferência:

$$H(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}}$$

De uma forma genérica, pode-se definir por:

Incógnita	Função
x	entrada (analógica) do sistema
y	saída (digital) do sistema
H	função de transferência do filtro
g	ganho da malha principal
a	ganho da malha de realimentação (inferior)
b	ganho da malha de realimentação (superior)
z^{-1}	atraso
E	erro de quantização

Tabela 3.2: Significado das variáveis utilizadas na implementação dos LP-SDM's

Primeira ordem

A arquitetura LP-SDM de primeira ordem que se implementou encontra-se representada na figura 3.21,

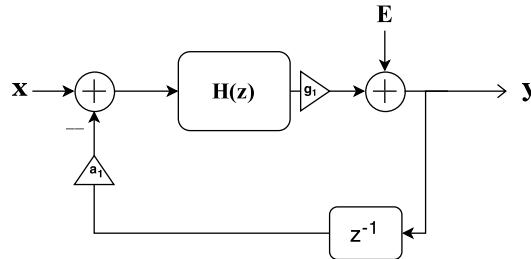


Figura 3.21: Modelo linear LP-SDM de primeira ordem implementado

onde os valores dos coeficientes são apresentados na tabela 3.3

Coeficiente	Valor
a_1	1
g_1	0.99

Tabela 3.3: Valores dos coeficientes utilizados na implementação do LP-SDM de primeira ordem

A função de transferência do ruído ($NTF_1(z)$) é descrita pela equação 3.28.

$$\begin{aligned}
 NTF_1(z) &= \frac{1 - z^{-1}}{1 + (-1 + a_1 g_1) z^{-1}} \\
 &= \frac{1 - z^{-1}}{1 - 0.01 z^{-1}}
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

Estudando-se a estabilidade a partir da regra de Lee, apresentada na secção 3.3.3, verifica-se que:

$$\|NTF_1(z)\|_{\infty} = 1.9802 < 2$$

o que nos garante a estabilidade desta configuração.

Tal é corroborado com a análise do diagrama polar correspondente, figura 3.22, onde é possível verificar a permanência do polo no interior do círculo unitário.

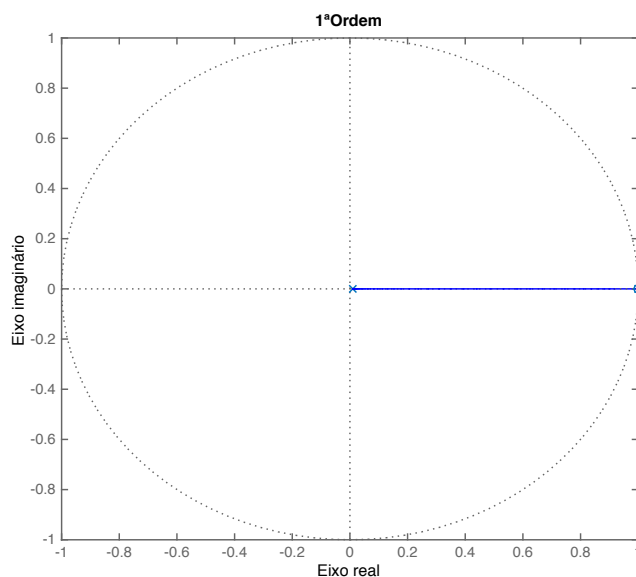


Figura 3.22: Diagrama polar da $NTF_1(z)$

Segunda ordem

A arquitetura LP-SDM de segunda ordem implementada é representada na figura 3.23,

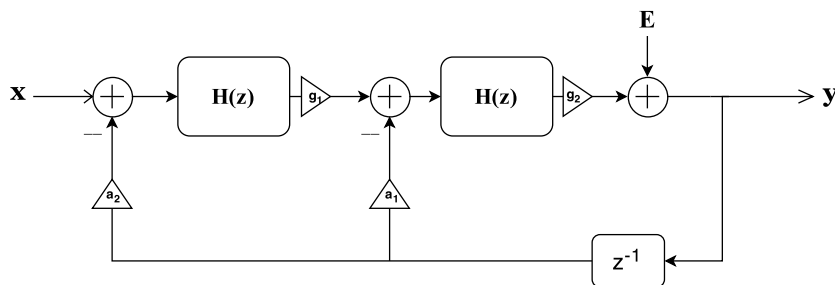


Figura 3.23: Modelo linear LP-SDM de segunda ordem implementado

em que os coeficientes assumem os valores apresentados na tabela 3.4

Coeficiente	Valor
a_1	0.8
a_2	1
g_1	0.227380
g_2	0.297299

Tabela 3.4: Valores dos coeficientes utilizados na implementação do LP-SDM de segunda ordem

A função de transferência do ruído ($NTF_2(z)$) é descrita pela equação 3.29.

$$\begin{aligned}
NTF_2(z) &= \frac{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}{1 + (-2 + a_1g_2 + a_2g_1g_2)z^{-1} + (1 - a_1g_2)z^{-2}} \\
&= \frac{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.695z^{-1} + 0.7622z^{-2}}
\end{aligned} \tag{3.29}$$

onde:

$$\|NTF_2(z)\|_{\infty} = 1.3481 < 2$$

o que nos garante a estabilidade desta segunda configuração.

Analisando-se o diagrama polar correspondente, figura 3.24, onde é possível verificar a permanência dos dois polos no interior do círculo unitário.

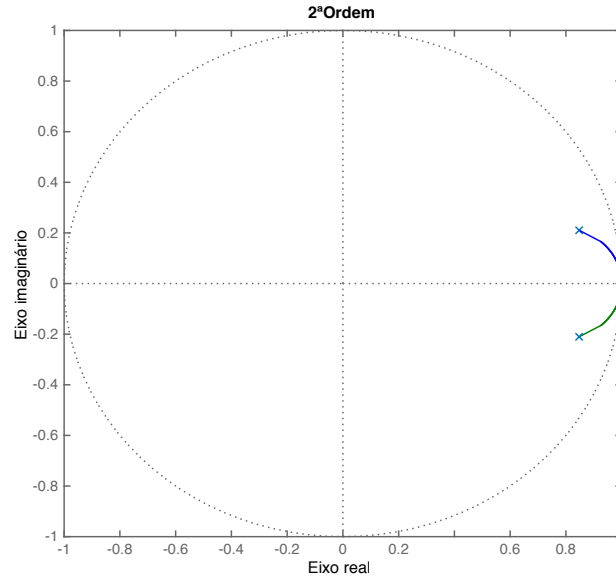


Figura 3.24: Diagrama polar da $NTF_2(z)$

Terceira ordem

A arquitetura de um LP-SDM de terceira ordem que foi implementada encontra-se representada na figura 3.25,

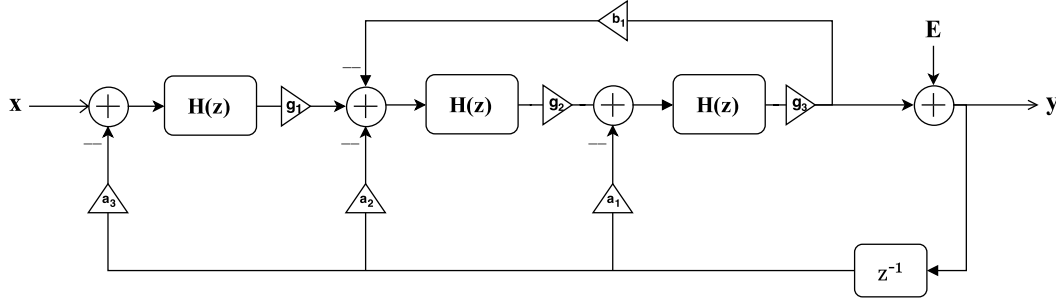


Figura 3.25: Modelo linear LP-SDM de terceira ordem implementado

sendo que os coeficientes assumem os valores apresentados na tabela 3.5

Coeficiente	Valor
a_1	0.933279
a_2	0.94
a_3	1
g_1	0.227380
g_2	0.297299
g_3	0.706058
b_1	0.1

Tabela 3.5: Valores dos coeficientes utilizados na implementação do LP-SDM de terceira ordem

A função de transferência do ruído ($NTF_3(z)$) é descrita pela equação 3.30.

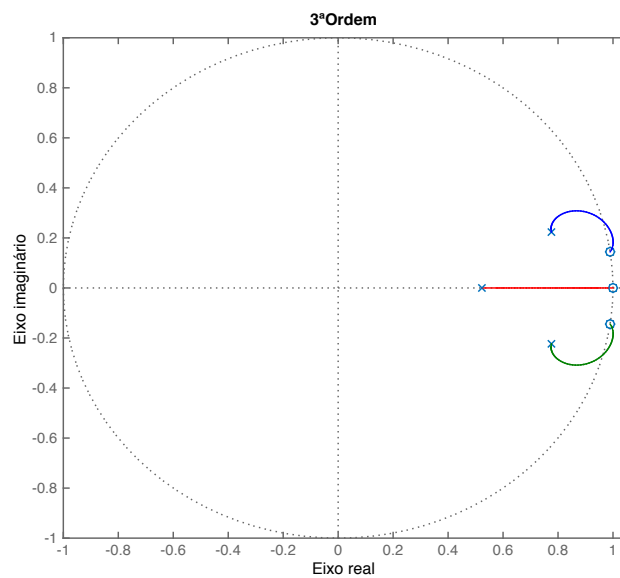
$$\begin{aligned}
 NTF_3(z) &= \frac{1 + (-3 + b_1 g_2 g_3)z^{-1} + (3 - b_1 g_2 g_3)z^{-2} - z^{-3}}{1 + (-3 + a_3 g_1 g_2 g_3 + a_2 g_2 g_3 + a_1 g_3 + g_2 g_3 b_1)z^{-1} + (3 - a_2 g_2 g_3 - 2a_1 g_3 - g_2 g_3 b_1)z^{-2} + (-1 + a_1 g_3)z^{-3}} \\
 &= \frac{1 - 2.979z^{-1} + 2.979z^{-2} - z^{-3}}{1 - 2.075z^{-1} + 1.464z^{-2} + .3411z^{-3}}
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

onde:

$$\|NTF_3(z)\|_{\infty} = 1.6308 < 2$$

o que nos garante a estabilidade desta terceira configuração.

Analisando-se o diagrama polar correspondente, figura 3.26, onde é possível verificar a permanência dos três polos no interior do círculo unitário.

Figura 3.26: Diagrama polar da $NTF_3(z)$

Quarta ordem

A arquitetura de um LP-SDM de quarta ordem que foi implementada encontra-se representada na figura 3.27,

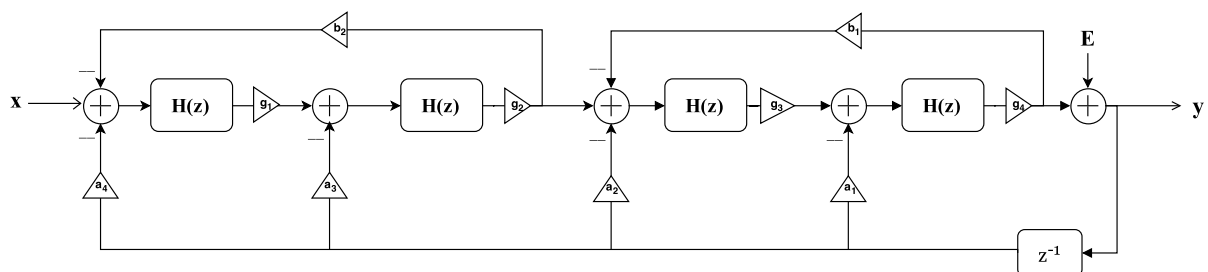


Figura 3.27: Modelo linear LP-SDM de quarta ordem implementado

com os coeficientes que constam nos valores apresentados na tabela 3.6

Coeficiente	Valor
a_1	1.001158
a_2	1.253986
a_3	1.573672
a_4	1
g_1	0.149508
g_2	0.168622
g_3	0.303597
g_4	0.702488
b_1	0.1
b_2	0.16

Tabela 3.6: Valores dos coeficientes utilizados na implementação do LP-SDM de quarta ordem

Conhecendo-se o numerador, $N_4(z)$, e o denominador, $D_4(z)$, da função de transferência do ruído desta quarta ordem implementada, é possível descrever $NTF_4(z)$ de acordo com a equação 3.31.

$$\begin{aligned}
 N_4(z) = & 1 + b_1 g_3 g_4 + b_2 g_1 g_2 + b_1 b_2 g_1 g_2 g_3 g_4 \\
 & + (-4 - 2b_1 g_3 g_4 - 2b_2 g_1 g_2) z^{-1} \\
 & + (6 + b_1 g_3 g_4 + b_2 g_1 g_2) z^{-2} - 4z^{-3} \\
 & + z^{-4}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 D_4(z) = & 1 + b_1 b_2 g_1 g_2 g_3 g_4 + a_4 g_1 g_2 g_3 g_4 + b_1 g_3 g_4 + b_2 g_1 g_2 \\
 & + (-4 + a_2 g_3 g_4 + a_1 g_4 + a_2 b_2 g_1 g_2 g_3 g_4 + a_1 b_2 g_1 g_2 g_4 + a_3 g_2 g_3 g_4 - 2b_1 g_3 g_4 - 2b_2 g_1 g_2) z^{-1} \\
 & + (6 - 2a_2 g_3 g_4 - 3a_1 g_4 - a_1 b_2 g_1 g_2 g_4 - a_3 g_2 g_3 g_4 + b_1 g_3 g_4 + b_2 g_1 g_2) z^{-2} \\
 & + (-4 + a_2 g_3 g_4 + 3a_1 g_4) z^{-3} \\
 & + (1 - a_1 g_4) z^{-4}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 NTF_4(z) &= \frac{N_4(z)}{D_4(z)} \\
 &= \frac{1.025 - 4.051z^{-1} + 6.025z^{-2} - 4z^{-3} + z^{-4}}{1.031 - 3.019z^{-1} + 3.321z^{-2} - 1.623z^{-3} + 0.2967z^{-4}} \quad (3.31)
 \end{aligned}$$

onde:

$$\|NTF_4(z)\|_{\infty} = 1.7331 < 2$$

o que nos garante a estabilidade desta quarta configuração.

Analisando-se o diagrama polar correspondente, figura 3.28, é possível verificar a permanência dos quatro polos no interior do círculo unitário, confirmando-se a estabilidade desta ordem implementada.

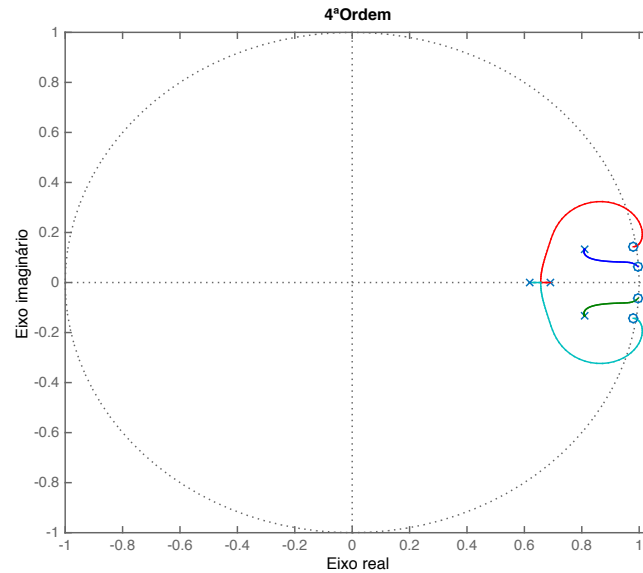


Figura 3.28: Diagrama polar da $NTF_4(z)$

3.7 Conclusão

Neste capítulo apresentaram-se os conceitos fundamentais dos conversores analógico-digital Sigma-Delta, nomeadamente as medidas de desempenho que são úteis para avaliar o comportamento destes conversores.

Por fim, foram estudadas as estruturas decorrentes do incremento da ordem dos SDMs, a conversão de LP-SDM para BP-SDM e as arquiteturas que se implementaram, em Matlab, para cada uma das ordens dos SDMs abordadas.

Capítulo 4

Rádio Digitalizado sobre fibra

4.1 Introdução

São denominados de sinais de Rádio-Frequência (RF) os conjuntos de sinais das gamas UHF (0.3 - 3 GHz), SHF (3 - 30 GHz) e EHF (30 - 300 GHz), que no nosso quotidiano suportam comunicações radar, ligações via satélite, difusão de TV por cabo, comunicações sem fios, entre outras [1].

Com respeito às vantagens decorrentes do transporte de informação em fibra ótica, comparativamente ao transporte via *wireless* ou por cabo coaxial, entre a CS e a(s) BS, tem-se apostado na transmissão de sinais RF em fibra ótica (RoF), onde a portadora do sinal RF modula, direta ou externamente, uma portadora ótica [9], tal como é possível compreender através do diagrama de blocos, genérico, da figura (4.1).

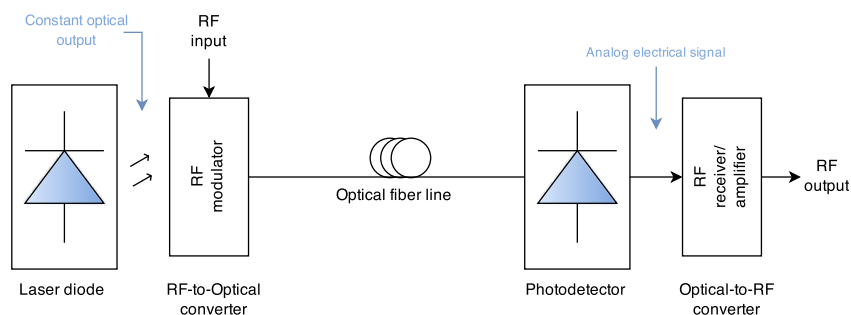


Figura 4.1: Constituintes básicos de uma ligação RoF genérica [1]

Esta é uma técnica considerada promissora e que permite simplificar a arquitetura das BS remotas, dado que é a CS quem fica responsável pelas funções complexas. A informação é enviada através de fibra ótica, de forma totalmente transparente, entre a CS e as BSs [4].

Os sistemas RoF analógicos (ou ARoF) encontram-se organizados com uma estação central (de controlo) e uma, ou mais, estação(ões) base dispersa(s).

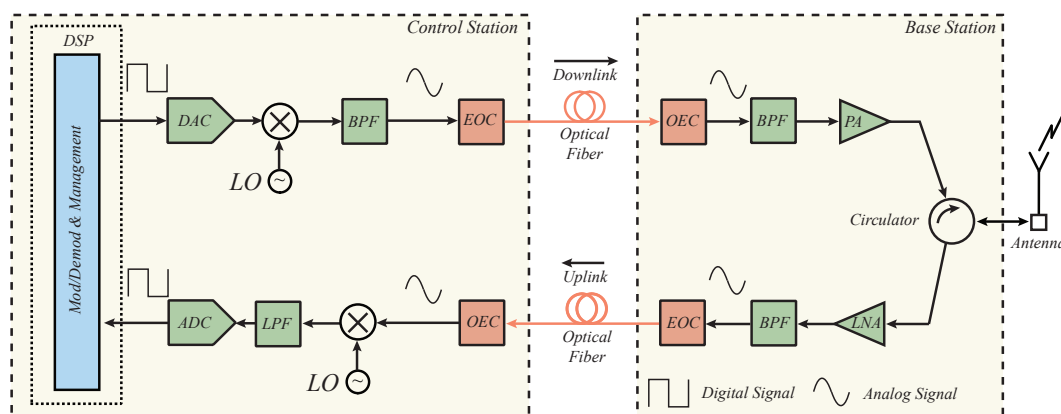


Figura 4.2: Diagrama genérico de uma arquitetura RoF [4]

Quando se realiza uma transferência de informação entre a CS e a(s) BSs - sentido descendente, cabe à estação central a realização das técnicas de multiplexagem, modulação e processamento do sinal ótico a enviar.

Por outro lado, caso a informação migre da BS para a CS - sentido ascendente, as BS implementam uma eventual amplificação do sinal elétrico e a conversão elétrico-ótica, ficando a CS encarregue da desmultiplexagem e desmodulação do sinal recebido.

Desta forma, os sistemas ARoF apresentam, fundamentalmente, uma fonte ótica, modulador, amplificador e filtros óticos e um sistema recetor, que engloba um fotodíodo, amplificadores e filtros elétricos, ver figura (4.2).

A fonte ótica é passível de ser modulada pelo sinal de rádio diretamente, com recurso a um *laser*, ou de forma externa, com a utilização de um modulador *Mach-Zehnder* [9].

A propagação de múltiplos sinais analógicos, para além de estar sujeita a distorção de intermodulação, como resultado dos efeitos não-lineares dos componentes óticos/microondas, também sofre uma degradação da gama dinâmica com o incremento da distância, como resultado do efeito da atenuação no(s) troço(s) de fibra [8].

Por forma a minorarem-se (ou até eliminarem-se) estes problemas e com vista a um elevado desempenho, robustez e fiabilidade que oferecem os sinais no domínio digital [9], tem-se recorrido à técnica de digitalização de sinais rádio (DRoF) como forma de transmissão de informação.

A técnica DRoF (genericamente representada na figura 4.3) é uma alternativa à ARoF, devido ao desempenho inerente às ligações digitais e simplificação das BS, como consequência da distribuição direta de sinais [5].

Com recurso a esta digitalização do sinal rádio, é possível o sinal alcançar maiores distâncias, quando comparado ao domínio analógico, garantindo-se uma maior gama dinâmica do sinal [8], possibilitando a utilização de transmissores e recetores de baixo custo, dada a sua maior simplicidade.

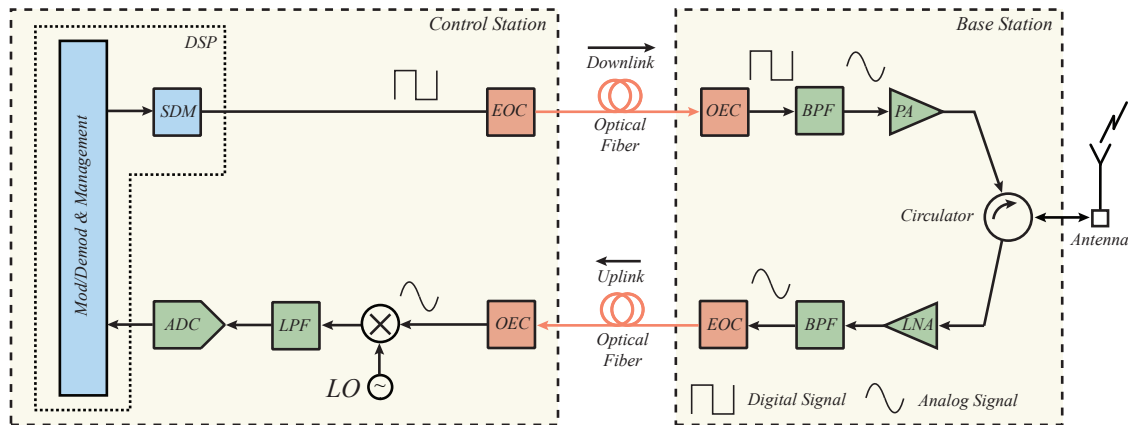


Figura 4.3: Arquitetura do sistema DRoF proposto, integrando o modulador Sigma-Delta [4]

Neste capítulo evidenciam-se as principais características associadas à transmissão DRoF, bem como as principais medidas de desempenho e as aplicações que este sistema apresenta.

Para além do exposto, abordam-se o processo de modulação digital, a distinção e caracterização de sinais mono e multi-portadora, bem como a técnica de modulação externa.

4.2 Características

Primeiramente, os sistemas DRoF apresentam como vantagens os próprios benefícios que qualquer comunicação suportada por fibra ótica apresenta, como sendo [1]:

- **Reduzidas dimensões.**
- **Reduzidas perdas.** Devido à baixa atenuação a que os sinais estão sujeitos quando viajam na fibra, é possível a transmissão de sinais RF, entre distâncias elevadas, sem necessitar de recorrer à utilização de repetidores.
Atualmente, os valores da atenuação encontram-se entre os 0.2-0.5 dB/km, valores estes que correspondem, respetivamente, aos comprimentos de onda, λ , de 1550 nm e 1310 nm. Na figura (2.3) é possível observar-se o perfil da atenuação da fibra em função dos comprimentos de onda dos sinais óticos.
- **Elevada largura de banda.** As redes baseadas em fibra ótica têm ao seu dispor uma elevada largura de banda, resultante da possibilidade de operação com três janelas de transmissão (com reduzidas atenuações) aos comprimentos de onda de 850 nm, 1310 nm e 1550 nm. Atualmente, somente uma pequena porção da capacidade que a fibra oferece é utilizada, recorrendo-se à utilização de fibras dopadas a Érbio (EDFA), fibras de baixa dispersão, técnicas de multiplexagem DWDM, para alcançar um crescimento da banda ótica disponível.

- **Imunidade aos efeitos provocados pelas interferências eletromagnéticas.** As comunicações óticas são imunes a interferências eletromagnéticas, uma vez que operam com um meio de transmissão dielétrico.
- **Maior segurança e privacidade nas comunicações, devido à imunidade a escutas do meio.** Os sistemas em fibra ótica apresentam maior segurança e privacidade devido à imunidade a interferências eletromagnéticas que lhes é característica.

Finalmente, para além dos benefícios previamente apresentadas, os sistemas DRoF apresentam, ainda, outras características, quando comparados aos sistemas analógicos (ARoF):

- **Imunidade à distorção de intermodulação.** A distorção de intermodulação resulta da não-linearidade associada aos conversores EO [5].
- **Melhoria da gama dinâmica.** Consegue-se alcançar uma maior gama dinâmica e uma independência, desta, relativamente à distância, ficando apenas limitada pela sensibilidade do recetor [5].
- **Maior desempenho.** O recurso à comunicação digital proporciona uma melhoria do desempenho do sistema [5].
- **Simplicidade das estações-base.** A técnica DRoF baseada em moduladores SDM permite uma maior simplicidade das BS, como resultado da distribuição direta dos sinais RF [5] e da possibilidade de um recurso a um filtro passa-banda para realizar a conversão digital-analógica na receção.
- **Necessidade de sincronização.** Tipicamente, os sistemas que operam no domínio digital necessitam de sincronização [12].

4.3 Ruído

Os sistemas DRoF são susceptíveis aos efeitos decorrentes das diferentes fontes de ruído que interagem com o sinal, ao longo do seu percurso.

As principais fontes de ruído, numa ligação sem amplificação ótica, são: [5] o *aliasing*, o *jitter* e o ruído de quantização, associados ao processo de conversão analógico-digital (ADC), e os ruídos térmico e quântico, da ligação ótica, e *jitter* decorrentes do processo de conversão digital-analógico (DAC).

A figura 4.4 ilustra as diferentes fontes de ruído ao longo de uma ligação ótica.

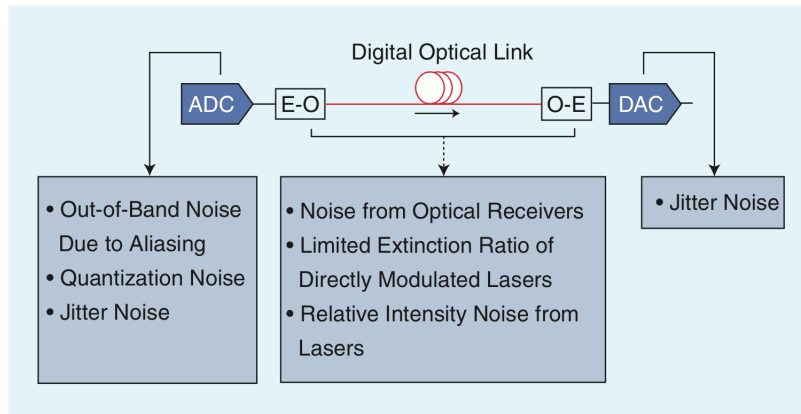


Figura 4.4: Principais fontes de ruído num sistema DRoF [5]

Aquando do processo de conversão do sinal do domínio analógico para o digital (ADC), com recurso a uma amostragem passa-banda, o ruído decorrente do *aliasing*, o ruído *jitter* de abertura e de relógio e o ruído decorrente do processo de quantização introduzem distorção do sinal a transmitir e, consequentemente, uma degradação da razão sinal-ruído (SNR) [5].

Posteriormente, o sinal, para o caso de não sofrer amplificação, é sujeito, fundamentalmente, ao ruído térmico do recetor, que pode implicar uma deteção errada de bits e esta deteção errada, por sua vez, influencia uma errada reconstrução do sinal analógico.

Finalmente, no processo de conversão do sinal do domínio digital para o domínio analógico (DAC), o sinal volta a sofrer *jitter*, contudo uma resposta em frequência do tipo *sinc* minimiza este efeito do *jitter* no sinal a transmitir, sobretudo a elevadas frequências [5].

4.4 Desempenho

Ganho

O ganho de um sistema DRoF, g , tal como em qualquer outro sistema de telecomunicações, é dado pela razão entre as potências de saída (P_{out}) e de entrada (P_{in}) do sistema. Esta razão evidencia o quão o sinal ótico (ou outro) é amplificado ou atenuado durante a sua propagação no sistema, sendo expressa pela equação (4.1):

$$g = \frac{P_{out}}{P_{in}} = P_{out}(\text{dB}) - P_{in}(\text{dB}) \quad (4.1)$$

Taxa de bits errados

A taxa de bits errados, BER, corresponde à razão entre o número de bits errados e o número total de bits emitidos, num determinado intervalo temporal.

Razão Sinal-Ruído

A razão sinal-ruído, SNR, é outro dos parâmetros utilizados para avaliar a qualidade de um sinal na receção.

Desta forma, SNR define-se como a razão entre a potência do sinal, P_{out} , e a potência do ruído, N_{out} , ambos à saída do sistema, expressando-se, matematicamente, através da expressão (4.2):

$$SNR = \frac{P_{out}}{N_{out}} = P_{out}(\text{dB}) - N_{out}(\text{dB}) \quad (4.2)$$

De notar que, para se medir o N_{out} , devem ser consideradas todas as fontes de ruído abordadas na secção (4.3).

No domínio digital, a SNR pode ser traduzida pela razão entre a energia de bit (E_b) e a densidade espectral de ruído (N_0) - equação (4.3).

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \quad (4.3)$$

Gama Dinâmica

A gama dinâmica, DR, pode ser interpretada como a razão entre os níveis de sinal máximo e mínimo que são suportados numa ligação sem distorção.

Tal como se evidencia na figura (4.5), a gama dinâmica numa ligação analógica diminui com o aumento do comprimento da fibra, ao invés da ligação digital, onde a DR se mantém constante até um dado comprimento de ligação, onde o nível de sinal decai abaixo do nível de sensibilidade do recetor e onde o sinal deixa de ser imune ao efeito de erros [18].

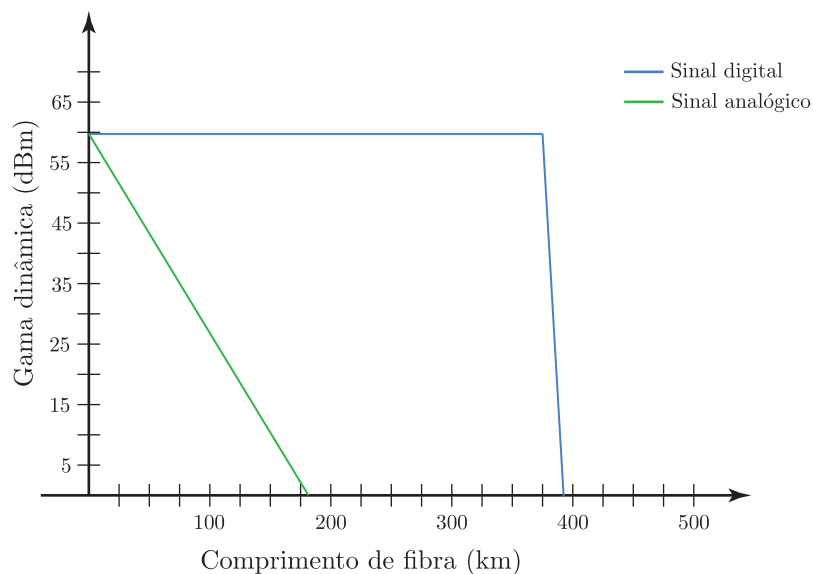


Figura 4.5: Comparação da gama dinâmica em ligações RoF digitais e analógicas

Diagrama de constelação e vetor de erro

Em modulações M-QAM, os símbolos extraídos do processo de modulação apresentam uma dada amplitude e fase.

Com a informação relativa a essa magnitude e fase, é possível mapear esses símbolos em diagramas de constelação, onde num dos eixos se representa a fase, I, e no outro a quadratura, Q, sendo representado por:

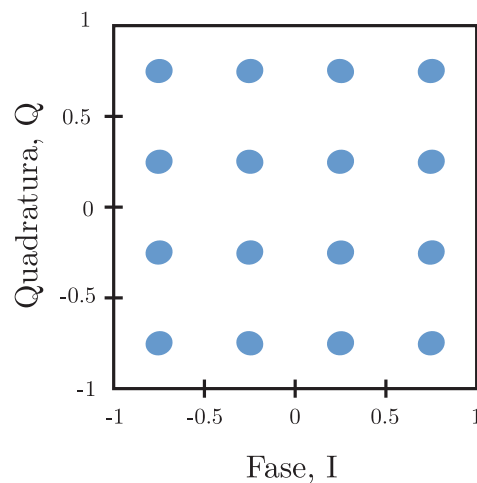


Figura 4.6: Representação típica de um diagrama de constelação

O efeito das mais diversas fontes de ruído, no sistema, promove desvios em amplitude e fase dos símbolos, podendo originar erros no processo de desmodulação do sinal, na recepção [19].

Estes desvios de amplitude e fase, que os símbolos sofrem, são passíveis de serem contabilizados com recurso a um vetor de erro - EVM, representado na figura (4.7), que quantifica o desvio entre os valores (amplitude e fase) do símbolo recebido e os respectivos valores de referência [19].

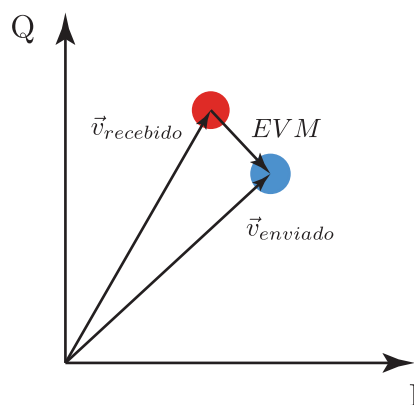


Figura 4.7: Representação do EVM

4.5 Aplicações

Os sistemas RoF e DRoF destinam-se a aplicações em áreas comuns. As principais aplicações são [20, 19]:

- **Redes *wireless*.** Os sistemas RoF, para além de constituírem uma alternativa às atuais redes *wireless* (WiMAX, 3G, Wifi) devido à exigência crescente ao nível da capacidade e da largura de banda, também permitem assegurar comunicações sem fios em áreas de difícil acesso, tais como túneis e montanhas.
- **Redes móveis.** É possível a integração de sistemas RoF em redes móveis (GSM, UMTS, LTE) com vista à realização da ligação entre as estações Central e Base(s), uma vez que são garantidas comunicações com a largura de banda desejada e imunes a interferências eletromagnéticas do meio.
- **Distribuição de multiserviços.** É viável a implementação dos serviços rádio sobre fibra em redes óticas passivas (PONs), com vista à distribuição de sinais de televisão, internet e voz dada a transparência das configurações RoF e DRoF à modulação.

4.6 Modulação digital

A modulação digital é passível de ser realizada em diferentes tipos, tais como: ASK (*Amplitude Shift Keying*), FSK (*Frequency Shift Keying*), PSK (*Phase Shift Keying*), QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), e QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), sendo que neste trabalho se escolheu a modulação QAM [12].

A modulação M-QAM assenta numa combinação de modulação em amplitude com uma modulação em fase e pode ser expressa de acordo com a equação 4.4.

$$s_i(t) = A_i \cos(\omega_0 t) + B_j \sin(\omega_0 t) \quad (4.4)$$

em que A_i associa-se à componente em fase do símbolo transmitido, B_j corresponde à componente em quadratura do símbolo transmitido e ω_0 corresponde à frequência angular da portadora modulada [12].

Um sinal resultante de uma modulação deste tipo (QAM) pode ser representado geometricamente, com recurso a uma constelação constituída por M pontos, em que cada ponto identifica o i -ésimo sinal modulado. Na figura 4.8 encontram-se representadas duas constelações, 16-QAM e 64-QAM.

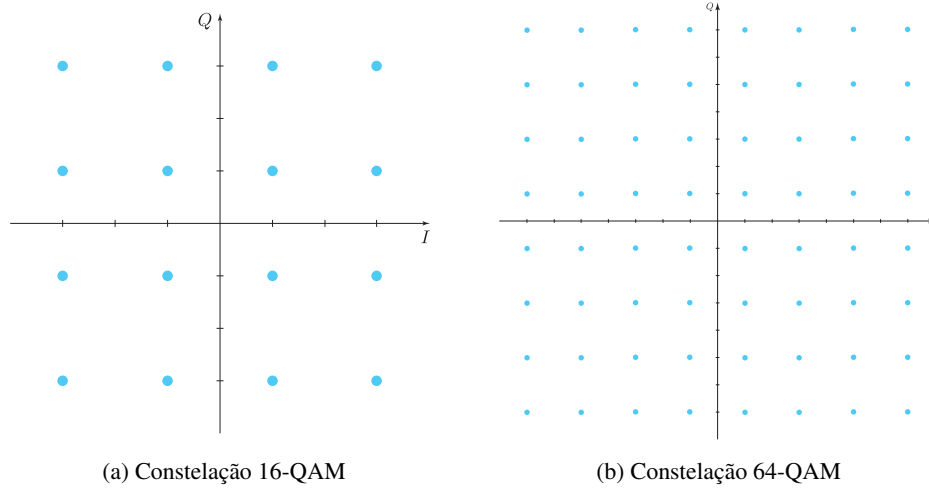


Figura 4.8: Constelações 16 e 64-QAM

Cada alfabeto da modulação M-QAM é descrito através da equação 4.5 [12]:

$$\alpha_{M-QAM} = \{\pm(2n-1) \pm j(2n-1)\} \\ n \in \{1, \dots, \sqrt{M}/2\} \quad (4.5)$$

Cada símbolo transmitido é codificado com N bits, onde:

$$N = \log_2(M) \quad (4.6)$$

A energia de cada alfabeto, E_{α_n} , é descrita por:

$$E_{\alpha_n} = \|(2n-1) + j(2n-1)\|^2 \quad (4.7)$$

sendo a energia total, E_α :

$$E_\alpha = \sum_{n=1}^{\sqrt{M}/2} E_{\alpha_n} = \frac{\sqrt{M}}{3}(M-1) \quad (4.8)$$

Pelo facto de cada alfabeto ser utilizado $2\sqrt{M}$ vezes na constelação, é possível deduzir a energia média dos símbolos da constelação de acordo com [12]:

$$\begin{aligned} E_{M-QAM} &= \frac{2\sqrt{M}}{M} E_\alpha \\ &= \frac{2\sqrt{M}}{M} \times \frac{\sqrt{M}}{3} \times (M-1) \\ &= \frac{2}{3}(M-1) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Para o caso de uma modulação do tipo 16-QAM, atentando-se à probabilidade de símbolo errado, $P_{s16-QAM}$, esta é dada pela equação 4.10:

$$P_{s16-QAM} = \frac{3}{2} \times \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{10 \times N_0}} \right) \quad (4.10)$$

onde $\text{erfc}(x)$ corresponde à função complementar do erro, E_s representa a energia do símbolo e N_0 a potência do ruído (Gaussiano Branco).

No que concerne à energia do *bit*, E_b , esta relaciona-se com a energia do símbolo, E_s , de acordo com [12]:

$$E_b = E_s / N \quad (4.11)$$

A probabilidade de *bit* errado, para o caso de uma modulação 16-QAM, com ruído Gaussiano Branco e na presença de uma codificação de Gray, é dada pela equação 4.12:

$$\begin{aligned} P_{b16-QAM} &= \frac{3}{2N} \times \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{N \times E_b}{10N_0}} \right) \\ &= \frac{3}{8} \times \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{5N_0}} \right) \end{aligned} \quad (4.12)$$

A codificação em que os símbolos adjacentes diferem somente de 1 *bit* é apelidada de codificação de Gray. Sendo, esta, comumente utilizada, uma vez que permite minorar a taxa de *bit* errado [12].

Na figura 4.9 pretende-se representar a taxa de *bit* errado, BER, em função de E_b/N_0 , para modulações de 16, 64, 256 e 1024-QAM.

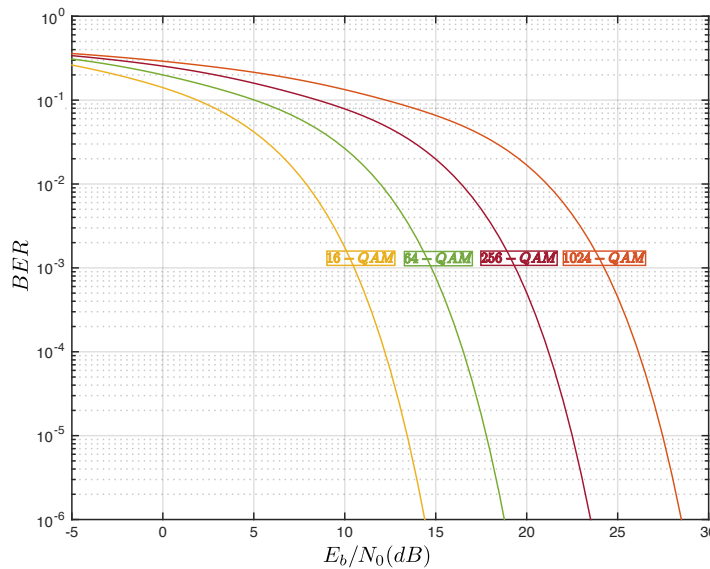


Figura 4.9: Variação da taxa de bit errado em função de E_b/N_0 para as modulações 16, 64, 256 e 1024-QAM

Finalmente, em jeito de análise da figura 4.9, é importante salientar-se que a probabilidade de *bit* errado é menor para valores de M mais baixos, como o caso de 16-QAM, que decorre de um maior isolamento dos seus símbolos face aos "vizinhos" (maior distância inter-simbólica). Contudo, esta melhoria do comportamento do BER penaliza a taxa de transmissão, uma vez que cada símbolo transporta um menor número de *bits* (quando comparado, por exemplo, com 64-QAM).

4.7 Sinais mono e multi-portadora

No processo de modulação de sinais, estes podem ser transmitidos numa única portadora - **modulação mono-portadora**, ou em várias portadoras - **modulação multi-portadora**.

4.7.1 Sistemas mono-portadora

Os sistemas mono-portadora são, tipicamente, utilizados quer em comunicações terrestres, quer em comunicações Terra-Satélite, devido à sua capacidade de permitir um elevado débito.

Para a implementação de um modulador mono-portadora digital são comumente utilizados filtros de Nyquist para restringir a largura de banda ocupada pelo sinal em banda base. Normalmente, o filtro que se utiliza é o cosseno elevado, que possui um fator de decaimento, α , pertencente ao intervalo $[0, 1]$ [21].

A largura de banda de um sinal M-QAM com uma portadora é dada pela expressão:

$$BW_{mono} = \frac{R_b}{\log_2(M)}(\alpha + 1) \quad (4.13)$$

em que R_b corresponde ao débito binário.

Na transmissão de um bloco com uma dada quantidade de símbolos, N_{simb} , ao utilizar-se uma modulação mono-portadora, a envolvente dos sinais, na sua forma complexa, é dada por:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N_{simb}-1} s_k r(t - kT) \quad (4.14)$$

onde os coeficientes s_k correspondem aos símbolos de modulação e são escolhidos de acordo com um dado alfabeto, de acordo com um bloco de dados, ver secção 4.6.

Nesta modulação, os símbolos são transmitidos de uma forma sequencial, no domínio dos tempos [22], cada um deles no instante kT , $k \in \{0, 1, \dots, N_{simb} - 1\}$.

4.7.2 Sistemas multi-portadora (OFDM)

Neste tipo de modulação são utilizadas múltiplas portadoras a operarem a frequências distintas. Assim, a informação a ser transmitida é passível de ser dividida em diferentes feixes, N_{feixes} , paralelos com uma dada taxa de símbolos, R_{multi} :

$$R_{multi} = \frac{R_s}{N_{feixes}} \quad (4.15)$$

Cada um dos N_{feixes} modula uma sub-portadora, de tal forma que a largura de banda ocupada por cada sub-canal, desprezando-se a banda de guarda, é expressa por:

$$BW_{multi} = \frac{BW_{mono}}{N_{feixes}} \quad (4.16)$$

Para uma modulação multi-portadora, a envolvente complexa dos sinais é em tudo semelhante à técnica de modulação mono-portadora, contudo opera no domínio das frequências.

A transformada de Fourier da envolvente complexa dos sinais, para cada bloco de dados, é dada por:

$$\mathfrak{F}[s(t)] = \sum_{k=0}^{N_{simb}-1} S_k R(f - kF) \quad (4.17)$$

correspondendo os símbolos da modulação aos coeficientes S_k . Neste caso, os símbolos são transmitidos de forma sequencial, no domínio das frequências, cada um deles numa frequência kF - sub-portadora de ordem k , com $k \in \{0, 1, \dots, N_{simb} - 1\}$.

Neste formato de modulação, os sinais podem ser expressos no domínio dos tempos por:

$$s(t) = \left(\sum_{k=0}^{N_{simb}-1} S_k e^{j2\pi kFt} \right) r(t) \quad (4.18)$$

No caso particular do OFDM (*Orthogonal frequency-division multiplexing*), utilizado no âmbito do trabalho desta dissertação, as sub-portadoras são sobrepostas, dada a sua ortogonalidade, não existindo, por isso, interferência entre portadoras e otimizando-se o espetro, reduzindo-o em 50% [20].

Este sistema é baseado numa tecnologia digital, com recurso à DFT (*Discrete Fourier transform*) para converter o sinal do domínio temporal para o domínio das frequências e a IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) para se proceder à transição do sinal do domínio das frequências para o domínio dos tempos.

4.7.2.1 Sistema OFDM implementado

Transmissor

A arquitetura em que foi baseada a implementação da modulação OFDM é a apresentada na figura 4.10.

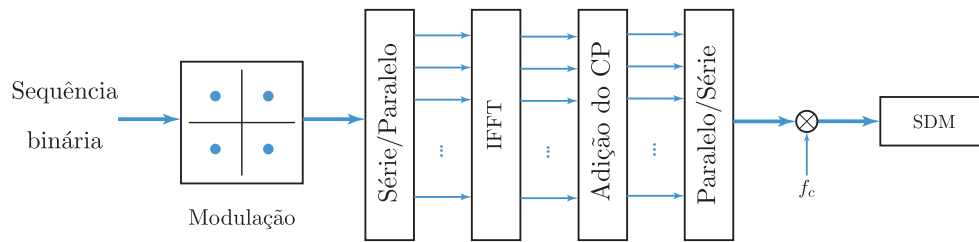


Figura 4.10: Arquitetura do transmissor OFDM

Toda a estrutura apresentada na figura 4.10 foi implementada em ambiente Matlab [20].

Primeiramente, introduziu-se uma sequência binária pseudoaleatória, obtida a partir da função *randi()*.

A sequência, previamente gerada, sofre uma modulação 16-QAM, com codificação de Gray, tirando partido da função *modem.qammod()*.

O débito binário implementado corresponde a 10 Mbit/s.

Cada símbolo OFDM apresenta, na sua constituição, 60 sub-portadoras de dados e 4 sub-portadoras piloto, estas do conhecimento do sistema de receção, que são introduzidas entre as sub-portadoras de dados, de tal forma que o recetor estime corretamente o canal onde o sinal se propaga.

Posteriormente, aplica-se a transformada de Fourier inversa de 64 pontos ao sinal, sendo inserido o prefixo cíclico, CP, cujo tamanho é dado por $CP = FFT_{size}/4$.

Após a conversão paralelo-série, o sinal modula uma portadora, à frequência de 250 MHz, sofrendo a ação do bloco Sigma-Delta.

Recetor

A receção e desmodulação do sinal foi realizada pelo software VSA 89600, da Agilent, de acordo com o representado na figura 4.11.

Desta forma, procedeu-se à configuração do recetor para as características da modulação apresentadas no Transmissor e procedeu-se à análise do desempenho do sistema implementado, baseando-se no MER.

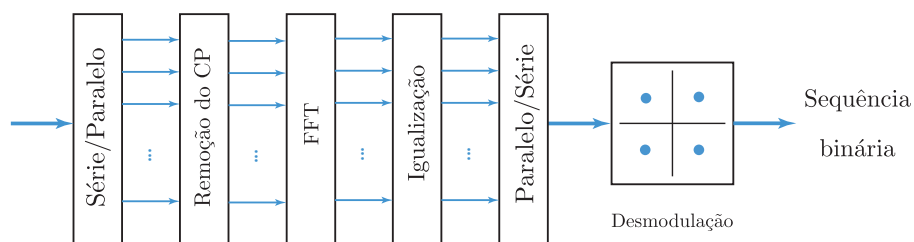


Figura 4.11: Arquitetura do recetor OFDM

4.8 Modulação externa

Nos sistemas RoF em que se utiliza uma modulação direta baseada numa transmissão *laser*, a comutação *on - off*, como resultado da variação de corrente a que estão sujeitos, provoca um alargamento da largura espectral do *laser - chirp*. Este efeito é particularmente agravado quando os sistemas operam com débitos superiores a 2.5 GHz [1].

Como forma de se colmatar este efeito é comum o recurso a técnicas de modulação externa.

Neste tipo de modulação, os dispositivos moduladores eletro-óticos têm como função modular uma dada portadora ótica, através de um sinal RF elétrico. Com esta técnica, a frequência do sinal ótico à saída do modulador, f_{out} , corresponde à frequência do sinal ótico de entrada, f_{in} , deslocada de um dado valor f_{RF} :

$$f_{out} = f_{RF} + f_{in} \quad (4.19)$$

Tipicamente, os dispositivos moduladores óticos apresentam numa baixa largura espectral, um *chirp* reduzido e uma maior imunidade à dispersão cromática, possibilitando, desta forma, a transmissão de sinais a vários GHz.

Como aspetos desfavoráveis à sua implementação evidenciam-se o encarecimento do sistema e o aumento das suas dimensões, complexidade e consumo energético.

Como modulador externo, utilizou-se, neste trabalho, o *Mach-Zehnder*, que é descrito seguidamente.

4.8.1 Modulador Mach-Zehnder

Os moduladores *Mach-Zehnder* (MZ), também designados de moduladores de fase eletro-óticos, são comumente fabricados com Niobato de Lítio ($LiNbO_3$).

Um MZ divide o sinal ótico, à sua entrada, pelos dois braços que o constituem, tal como se ilustra na figura 4.12.

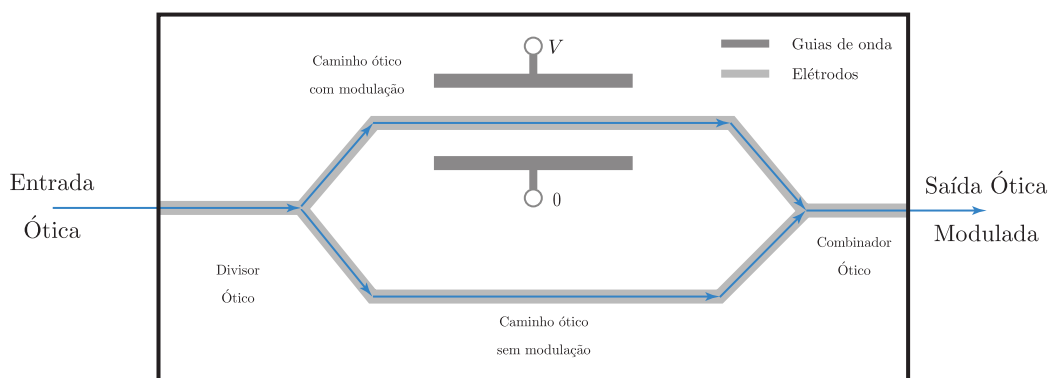


Figura 4.12: Arquitetura do *Mach-Zehnder*

A intensidade do sinal emitido varia de acordo com a diferença de fase entre os dois braços. Assim, para o caso em que a diferença de fase seja nula, os dois sinais óticos combinam-se à

saída, emitindo um sinal igual ao da entrada - **interferência construtiva**. Por outro lado, caso a diferença de fase seja 180° , o sinal à saída extingue-se - **interferência destrutiva** [1].

A eficiência e a linearidade de um modulador obtêm-se pela análise da sua função de transferência. Desta forma, sendo o sinal de entrada, v_M (composto por uma portadora RF e por uma tensão de polarização), dividido pelos dois braços do MZ, a sua função de transferência é dada por:

$$T_{MZ} = \frac{T_{EO}}{2} \times \left(1 + \cos \left(\frac{\pi \cdot v_M}{v_\pi} \right) \right) \quad (4.20)$$

em que T_{EO} representa as perdas da conversão eletro-ótica e v_π corresponde à tensão aplicada ao modulador que provoca um desvio de fase de 180° no sinal ótico.

Na figura 4.13 representa-se a curva de transmissão normalizada de um MZ para um ponto de funcionamento onde se verifica um comportamento periódico e não linear, aplicando-se uma tensão de polarização ótima por forma a reduzir-se a distorção [1].

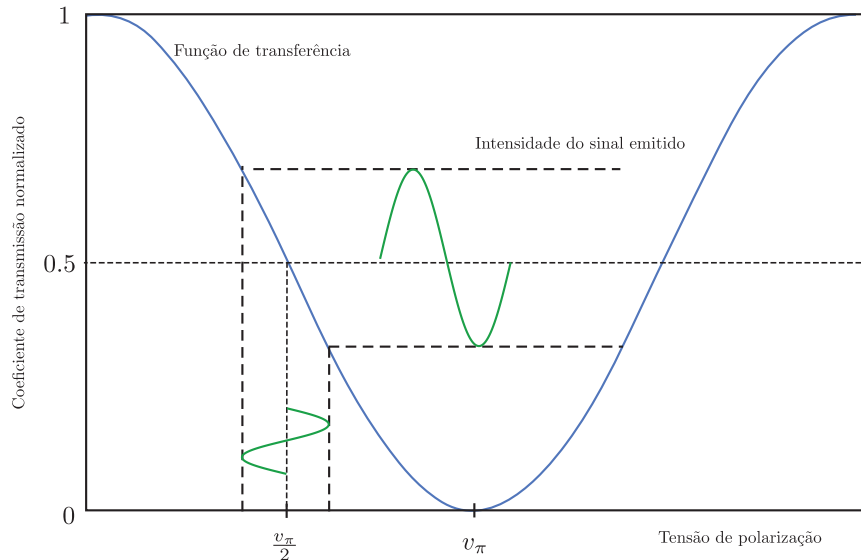


Figura 4.13: Ponto ótimo de funcionamento do *Mach-Zehnder*

Este ponto de funcionamento é determinado por uma tensão de polarização cujo valor é $\frac{v_\pi}{2}$, promovendo o MZ a operar numa região cuja resposta é a mais próxima da linear.

Finalmente, é importante salientar-se que esta modulação promove o aparecimento de componentes espectrais espaçadas da portadora ótica, sendo estes espaçamentos múltiplos inteiros da frequência do sinal RF. No que respeita à amplitude, esta depende dos coeficientes da função de *Bessel*, associados ao índice de modulação, às tensões de polarização e à própria fase do sinal RF.

4.9 Conclusão

Neste capítulo apresentou-se o levantamento do estado da arte no que respeita aos sistemas RoF (ARoF e DRoF), bem como as principais características destes sistemas, sumariadas na tabela

(2.1).

As principais fontes de ruído, medidas de desempenho e aplicações dos sistemas digitais são, também, contemplados.

	ARoF	DRoF
Transmissão ótica	Analógica	Digital
Custo do equipamento	Elevado	Muito baixo
Custo da ligação	Elevado	Muito baixo
Taxa de dados RF	Elevada	Baixa
Atraso na transmissão	Curto	Longo
Sincronização	Não necessária	Necessária

Tabela 4.1: Comparação entre os sistemas ARoF e DRoF [7]

Ao longo deste capítulo foram, ainda, abordadas as temáticas de modulação digital, modulação mono e multi-portadora e modulação externa.

Finalmente, para uma maior percepção do funcionamento dos dispositivos utilizados no decorrer deste trabalho, é apresentada uma breve caracterização dos mesmos (*laser* VCSEL e fotodíodo PIN).

Capítulo 5

Implementação experimental

5.1 Introdução

Neste capítulo pretende-se apresentar, primeiramente, uma arquitetura implementada somente no domínio elétrico e que foi utilizada para a obtenção dos resultados, que evidenciam o desempenho de cada uma das ordens SDM implementadas.

Numa segunda parte, apresenta-se a arquitetura do sistema completo, com a integração do domínio ótico.

Finalmente, em ambas as partes são apresentados os resultados obtidos e uma breve discussão acerca dos mesmos.

5.2 Implementação do domínio elétrico do sistema

5.2.1 Arquitetura

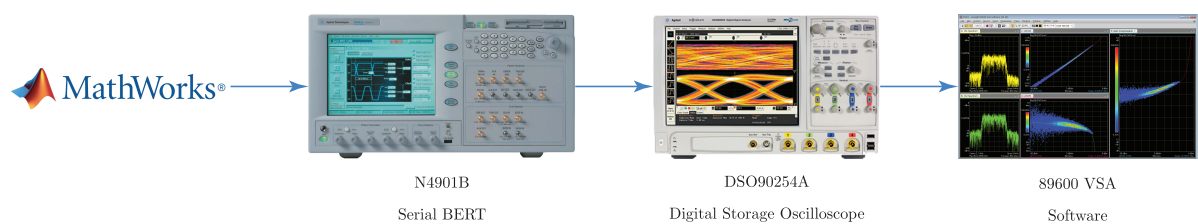


Figura 5.1: Arquitetura do sistema elétrico implementado

5.2.2 Procedimento experimental

De acordo com o apresentado na figura 5.1, é gerado, em Matlab, o sinal de rádio-frequência e modulado de acordo com a(s) estrutura(s) Sigma-Delta implementada(s) e descritas na secção 3.6.

Seguidamente, o sinal digital é carregado para o Serial BERT, onde se utiliza a função *Pattern Generator*, para introduzir no sistema a sequência previamente gerada (correspondente ao sinal digital).

Uma vez introduzida no sistema a sequência com que se pretende analisar, esta é recolhida e amostrada em tempo real pelo osciloscópio.

Finalmente, com recurso ao *software* VSA 8600 da Agilent, foi possível desmodular-se o sinal e analisar-se o comportamento das diferentes ordens dos SDM implementadas, tendo sempre como base de comparação, a taxa de *bits* errados, MER, no recetor.

5.2.3 Resultados experimentais

5.2.3.1 Sistema Mono-portadora

Com o objetivo de se avaliar o desempenho do sistema (com uma única portadora), de acordo com o número de *bits* utilizados no processo de quantização e as ordens implementadas, gerou-se um sinal RF a 250 MHz, com uma taxa de sobreamostragem, OSR, de 100, implementaram-se quatro ordens do SDM e, para cada uma delas, fez-se variar o número de *bits* {1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 12}. Os resultados obtidos encontram-se representados na figura 5.2.

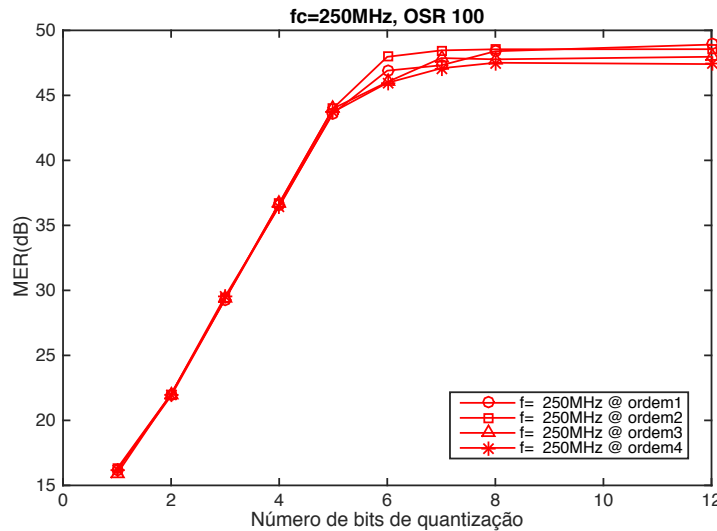


Figura 5.2: MER em função do número de bits de quantização e da ordem do SDM

Observando-se os resultados obtidos, verifica-se que a ordem do SDM é pouco determinante no desempenho do sistema. Contudo, o número de *bits* utilizados no processo de quantização é bastante relevante, verificando-se que é benéfica a utilização de, pelo menos, 6 *bits* aquando da quantização do sinal.

Seguidamente, compararam-se os comportamentos do sistema à frequência fundamental, 250 MHz, e nas duas primeiras réplicas, às frequências 1250 MHz e 2250 MHz, respetivamente, obtendo-se os resultados da figura 5.3.

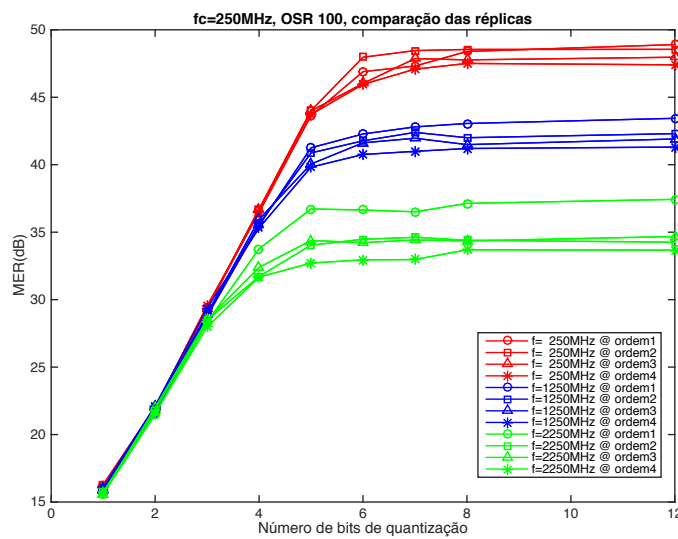


Figura 5.3: Representação do MER em função do número de *bits*, para as frequências 250 MHz, 1250 MHz e 2250 MHz

O desempenho do sistema tende a degradar-se com a extração da informação nas réplicas do sinal.

Foi analisado, também, o comportamento do sistema, às frequências 250 MHz, 1250 MHz e 2250 MHz, para diferentes taxas de sobreamostragem (OSR=100 - figura 5.4a; OSR=50 - figura 5.4b e OSR=25 - figura 5.4c).

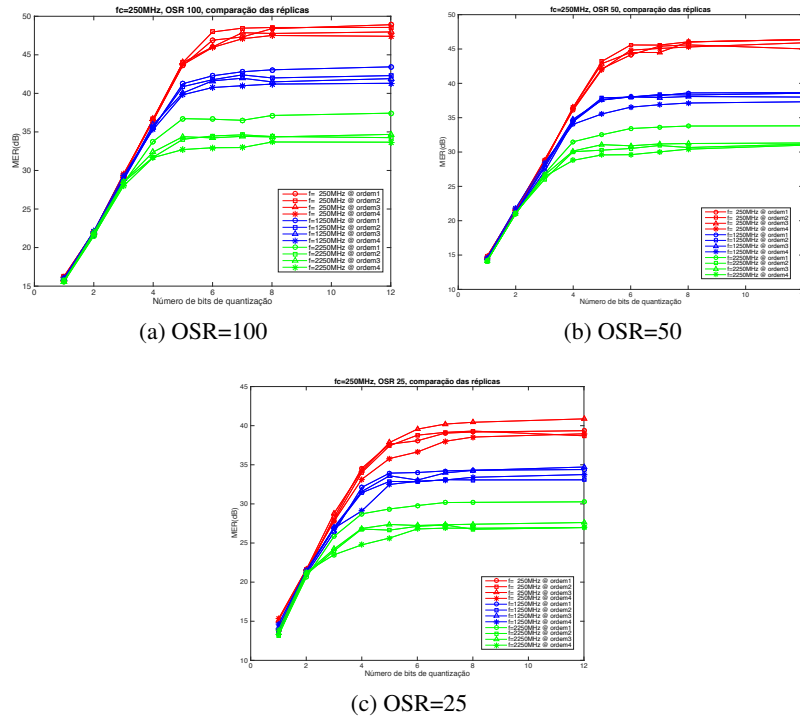


Figura 5.4: Comportamento do sistema, às frequências 250 MHz, 1250 MHz e 2250 MHz, para as taxas de sobreamostragem 100, 50 e 25

O comportamento do sistema com diferentes taxas de sobreamostragem corrobora o que já se apresentou anteriormente, nomeadamente o decréscimo do MER com o aumento da réplica do sinal. Por outro lado, verifica-se que o desempenho do sistema tende a melhorar com o incremento da taxa de sobreamostragem (OSR).

Por forma a comparar-se o desempenho do sistema com portadoras a frequências distintas, implementou-se uma portadora à frequência de 450 MHz e analisaram-se os comportamentos do sistema às frequências de 450 MHz e a 2250 MHz (primeira réplica), para um OSR de 100.

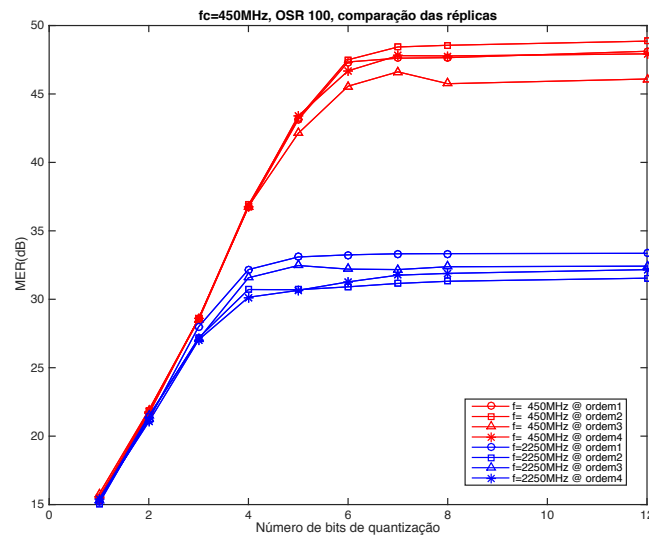


Figura 5.5: Comportamento do MER às frequências de 450 MHz e 2250 MHz

À semelhança do que se referiu anteriormente, aquando da análise do sistema à frequência de 250 MHz, também à frequência de 450 MHz se verifica que a ordem do SDM não apresenta particular impacto no MER.

É benéfica a utilização de mais de 6 *bits* de quantização e existe uma degradação do desempenho do sistema para as réplicas do sinal.

Em jeito de comparação do desempenho das diferentes ordens às frequências de 450 MHz e 2250 MHz para diferentes taxas de sobreamostragem (OSR=100 - figura 5.6a; OSR=50 - figura 5.6b e OSR=25 - figura 5.6c):

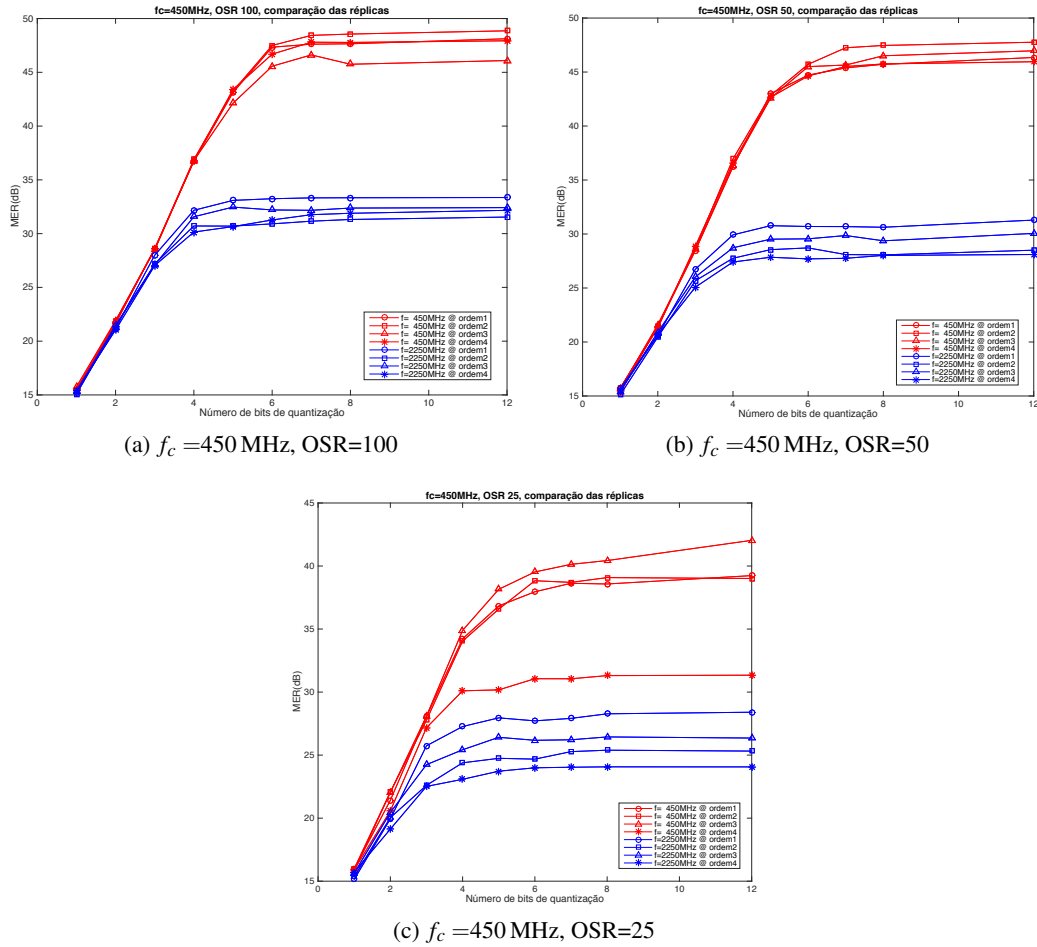


Figura 5.6: Comportamento do MER às frequências de 450 MHz e 2250 MHz, para OSRs de 100, 50 e 25

Em modo de análise, verifica-se uma degradação do desempenho do sistema com o decréscimo da taxa de sobreamostragem (comportamento análogo ao comportamento do sistema à frequência de 250 MHz).

No sentido de se comparar o desempenho das diferentes configurações à frequência de 2250 MHz, que corresponde à segunda réplica do sinal com frequência da portadora de 250 MHz e à primeira réplica do sinal cuja portadora se encontra à frequência de 450 MHz. Os resultados obtidos encontram-se na figura 5.7.

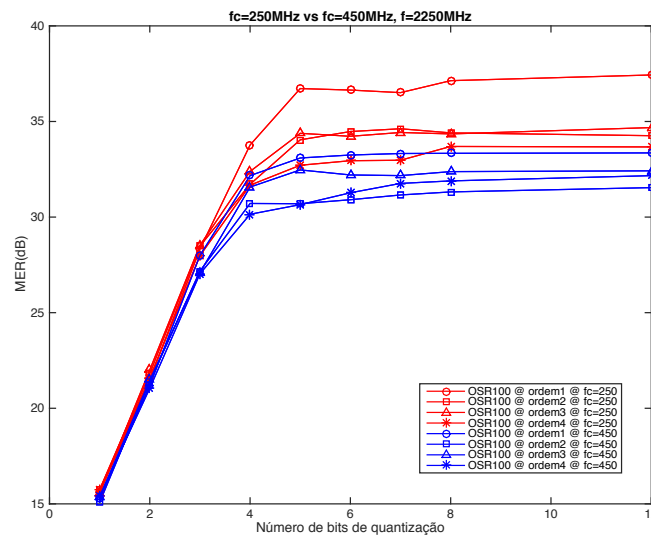


Figura 5.7: Comportamento à frequência de 2250 MHz dos sinais às frequências de 250 MHz e 450 MHz

Com base nos resultados obtidos, verifica-se que o sinal à saída apresenta um pior comportamento para a frequência de 450 MHz do que para a frequência de 250 MHz, podendo afirmar-se que a operação com sinais a frequências superiores tende a degradar o desempenho do sistema.

Como apreciação global, é possível concluir-se, tendo por base os resultados recolhidos, que pese embora o sistema não apresente uma melhoria significativa do seu desempenho, tal como previsto teoricamente (ver secção 3.2.5.2) com o aumento da ordem dos SDM, existe uma melhoria no MER com o incremento do número de *bits* de quantização, tal como previsto teoricamente - ver secção 3.2.5.1, sendo esta melhoria significativa para um número superior a 6 bits de quantização.

Também é possível verificar, tal como previsto teoricamente, uma melhoria do MER com o incremento da taxa de sobreamostragem do sistema.

Outro aspeto relevante é a degradação do desempenho do sistema com aumento da frequência do sinal RF.

Finalmente, é importante salientar-se o decréscimo do MER com a extração da informação nas réplicas do sinal.

Por forma a estudar-se o impacto que diferentes modulações do sinal RF teriam na taxa de *bits* errados na receção, implementou-se uma modulação 64-QAM e compararam-se os resultados com os extraídos anteriormente - ver figura 5.8 .

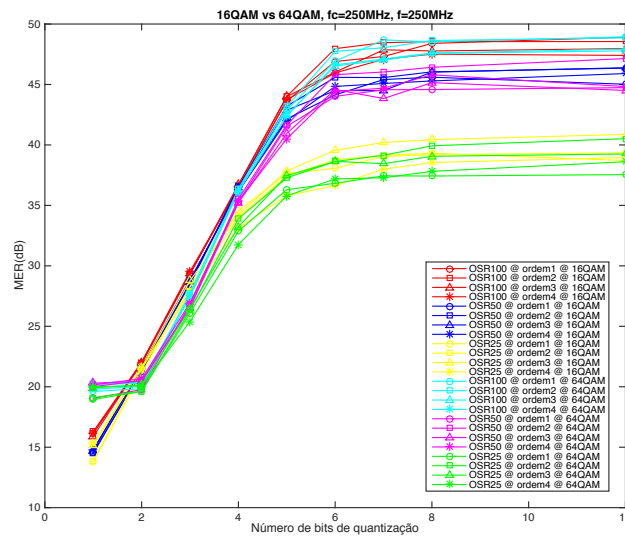


Figura 5.8: Comparação, à frequência de 250 MHz, das modulações 16-QAM e 64-QAM

Tal como é visível, o tipo de modulação (16-QAM ou 64-QAM), para as condições do sistema implementado, apresentam um comportamento bastante semelhante.

No sentido de se analisar os espectros dos sinais RF gerados por cada uma das ordens e para cada um dos *bits* em análise, recorreu-se ao analisador de espectros E4448A da Agilent.

De seguida, apresentam-se os espectros dos sinais obtidos em ambiente de simulação, MATLAB, e os correspondentes espectros obtidos experimentalmente, para 2, 4, 8 e 12 *bits* de quantização.

2 bits

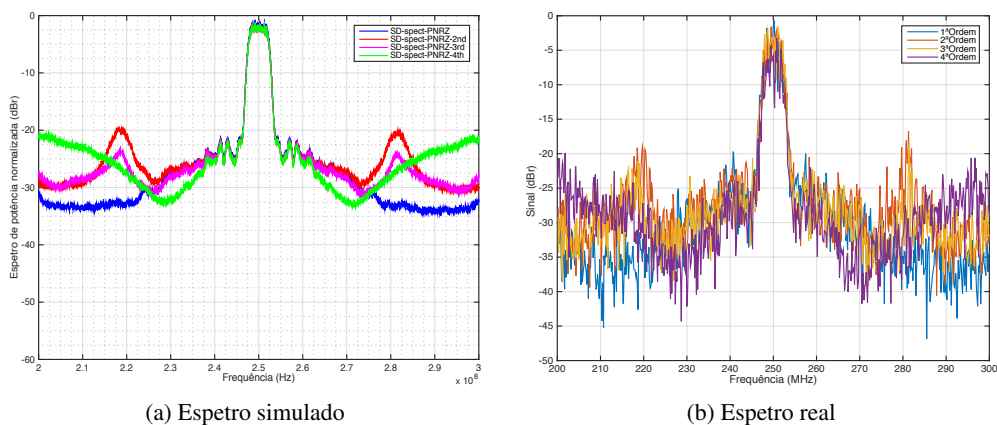


Figura 5.9: Espectros obtidos para 2 bits de quantização

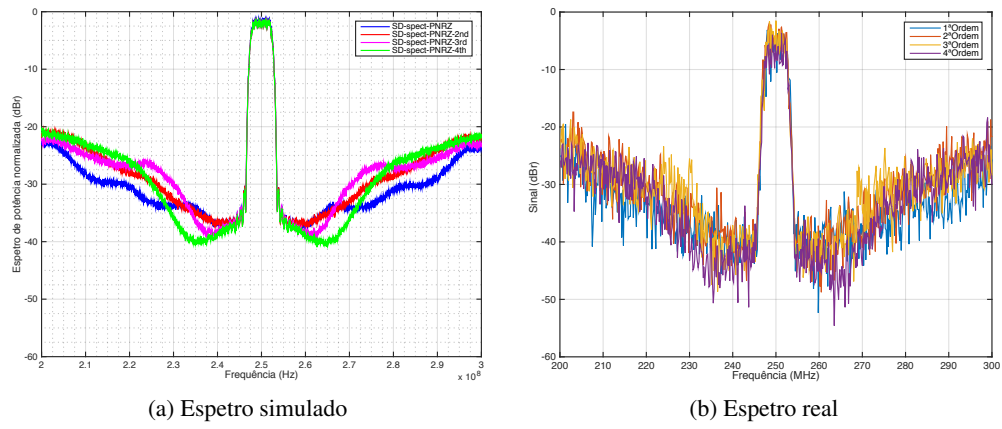
4 bits

Figura 5.10: Espectros obtidos para 4 bits de quantização

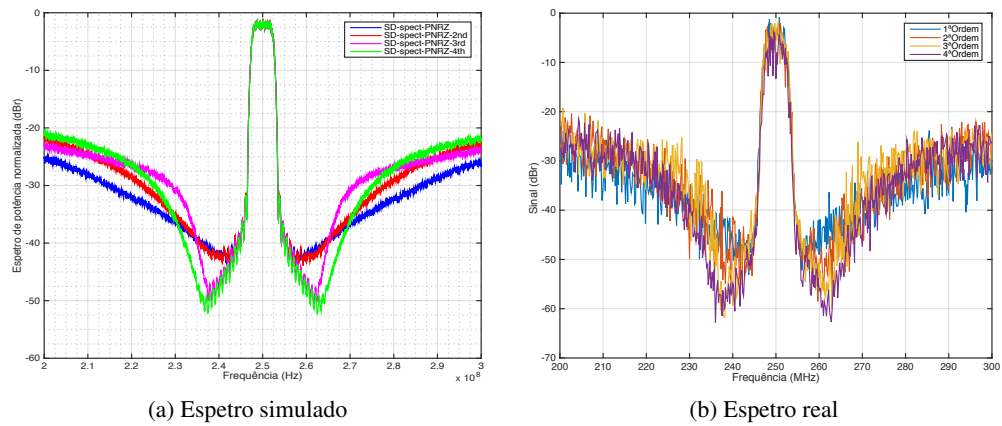
8 bits

Figura 5.11: Espectros obtidos para 8 bits de quantização

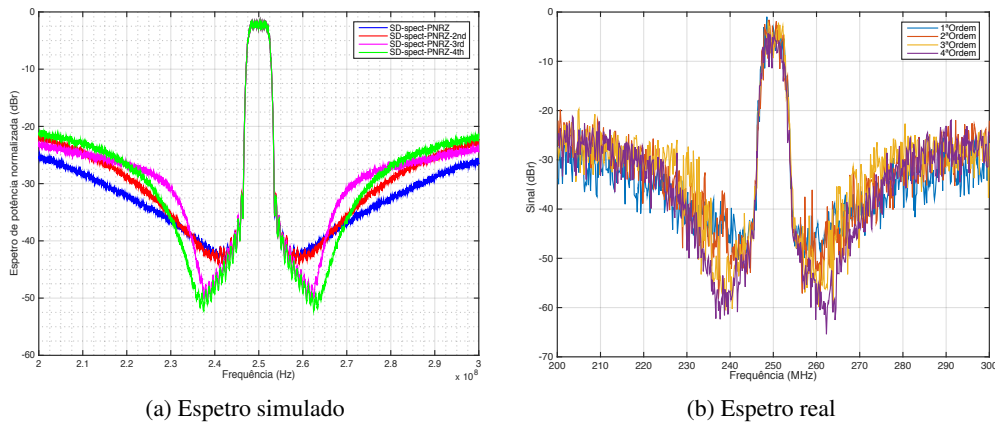
12 bits

Figura 5.12: Espectros obtidos para 12 bits de quantização

Analisando-se os espectros apresentados, é possível verificar-se o aumento do SNR do sinal com o aumento do número de *bits* de quantização. Com este aumento, do número de *bits* consegue-se transitar de um SNR de, aproximadamente, 25 dB (2 *bits*) para um SNR de, aproximadamente, 50 dB (12 *bits*).

Confrontando-se os espectros simulados com os obtidos, é possível verificar-se que estes são bastante semelhantes, quer em comportamento, quer nos valores que a potência normalizada do sinal assume em função da frequência.

5.2.3.2 Sistema Multi-portadora (OFDM)

Com vista a analisar-se o desempenho do sistema de transmissão com recurso a várias portadoras, a operarem simultaneamente, implementou-se uma modulação digital do tipo OFDM.

Com um procedimento análogo ao praticado para a modulação mono-portadora, gerou-se um sinal à frequência de 250 MHz e, fazendo-se variar a ordem dos SDM, o número de *bits* de quantização e as taxas de sobreamostragem, analisou-se o MER, na receção, para a frequência de banda base do sinal (250 MHz) e para as duas primeiras réplicas, 1250 MHz e 2250 MHz, respetivamente.

Na figura 5.13 é possível observar-se o MER do sistema, na receção, à frequência $f = 250$ MHz, perante uma variação do número de bits de quantização e das taxas de sobreamostragem (OSR=100 e OSR=50).

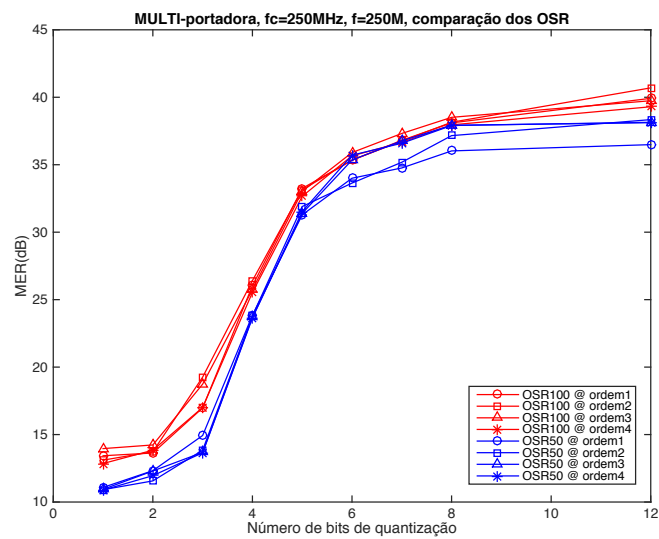


Figura 5.13: Desempenho do MER à frequência de 250 MHz, para cada uma das ordens do SDM e para OSR=100 e OSR=50

Analisando-se o desempenho do sistema à frequência da primeira réplica ($f = 1250$ MHz), verifica-se:

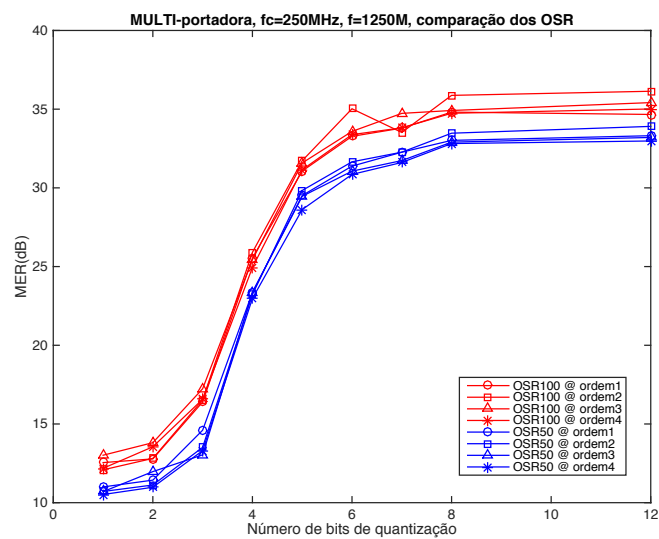


Figura 5.14: Desempenho do MER à frequência de 1250 MHz, para cada uma das ordens do SDM e para OSR=100 e OSR=50

No que respeita à segunda réplica ($f = 2250$ MHz), o MER desta é apresentado em:

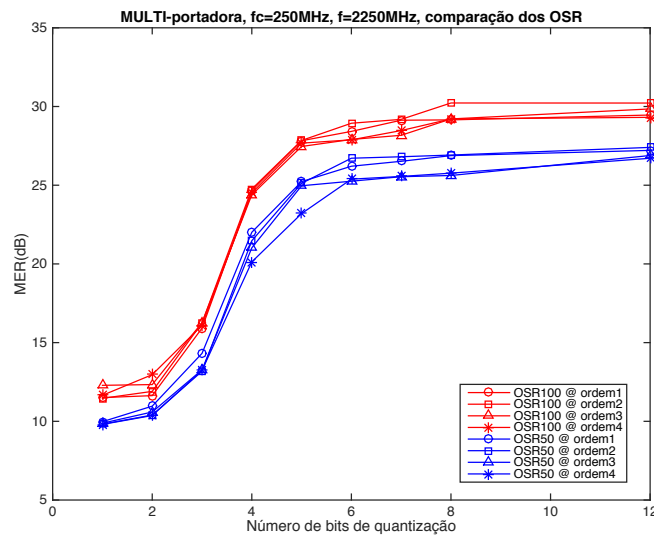


Figura 5.15: Desempenho do MER à frequência de 2250 MHz, para cada uma das ordens do SDM e para OSR=100 e OSR=50

Por forma a avaliar-se o comportamento das réplicas do sinal, apresentam-se, de seguida, a comparação do MER de cada uma das réplicas em função do número de *bits*, para as taxas de sobreamostragem de 100 e 50.

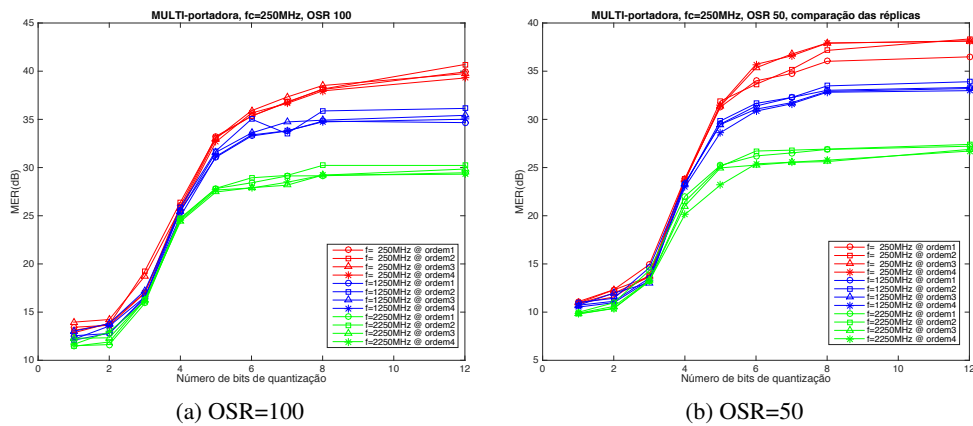


Figura 5.16: MER de cada uma das ordens do SDM e das réplicas, em função do número de *bits*, para OSR=100 e OSR=50

Como apreciação global, tal como se observou para uma modulação com uma única portadora, verifica-se que as diferentes ordens dos SDM apresentam todas um desempenho semelhante.

É possível observar-se um aumento do MER com o incremento do número de *bits* de quantização e com o aumento da taxa de sobreamostragem.

Tal como visualizado anteriormente, a razão sinal-ruído diminui com o aumento da réplica do sinal a que se extrai a informação.

Em suma, a configuração que garante um melhor comportamento do sistema é a que inclui um sinal com uma única portadora, à frequência de 250 MHz, modulado por um SDM de segunda

ordem, com 12 *bits* de quantização e uma taxa de sobreamostragem de 100.

5.3 Implementação do sistema eletro-ótico

5.3.1 Arquitetura

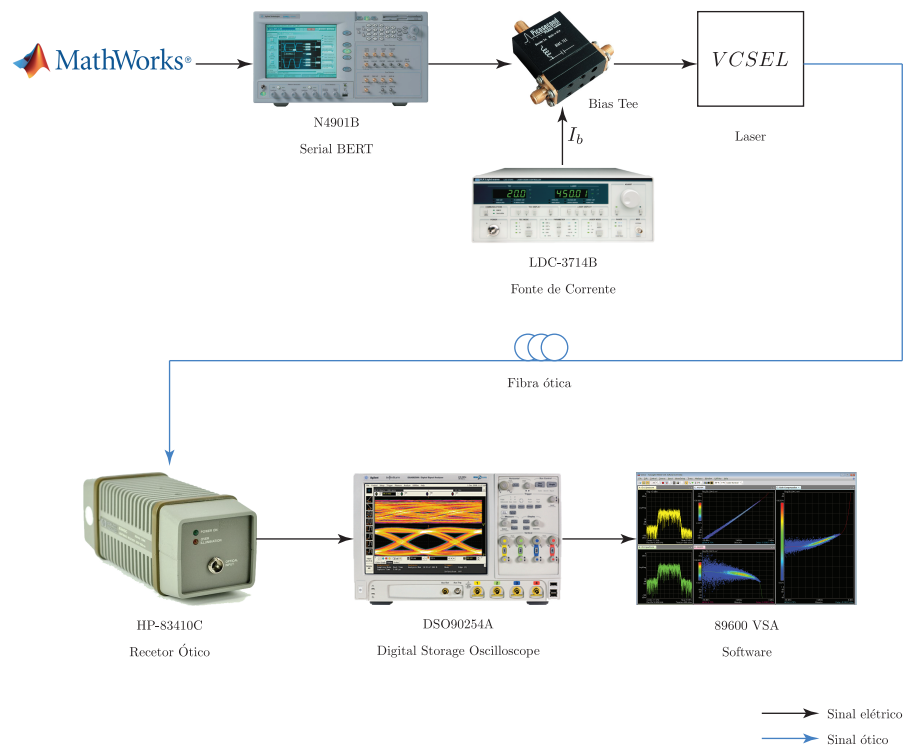


Figura 5.17: Arquitetura do sistema eletro-ótico

5.3.2 Procedimento experimental

Tal como se ilustra na figura 5.17, é gerado um sinal RF, 16-QAM, modulado por uma estrutura SDM de segunda ordem com 12 *bits* de quantização ¹ e com um débito binário de 10 Mbit/s.

Uma vez carregada a sequência binária para o Serial BERT, o sinal digital (elétrico), à saída deste, é utilizado para modular o sinal ótico, com recurso a um *laser* VCSEL, cuja corrente limiar, I_{th} , apresenta o valor de 2.14 mA. A implementação do Bias Tee é justificada com a necessidade de se introduzir uma corrente de polarização deste *laser*.

No VCSEL, ocorre a conversão eletro-ótica, obtendo-se, à saída deste, um sinal ótico.

Uma vez pertencente ao domínio ótico, o sinal com um comprimento de onda de 1550 nm atravessa a fibra, cujo comprimento foi simulado pela introdução de um atenuador ótico.

Já no recetor, o sinal ótico é convertido em sinal elétrico que, por sua vez, é recolhido e amostrado, em tempo real, pelo osciloscópio.

¹A escolha desta estrutura decorreu do facto desta apresentar um melhor desempenho aquando da análise da parte elétrica do sistema.

Finalmente, recorrendo-se ao *software* VSA 89600 da Agilent, desmodulou-se o sinal e avaliou-se o desempenho do sistema, com base na análise do MER, fazendo-se variar a amplitude do sinal à entrada do VCSEL, a sua corrente de polarização e, por fim, o comprimento da fibra.

5.3.3 Resultados experimentais

Para se avaliar o desempenho do sistema DRoF, recorreu-se à configuração SDM com o melhor desempenho - SDM de segunda ordem e com 12 *bits* de quantização.

Por forma a analisar-se o comportamento do sistema implementado, primeiramente, fez-se variar a tensão do sinal à entrada do *laser* e a corrente de polarização deste e analisou-se o MER alcançado na receção. Os resultados encontram-se presentes na figura 5.18.

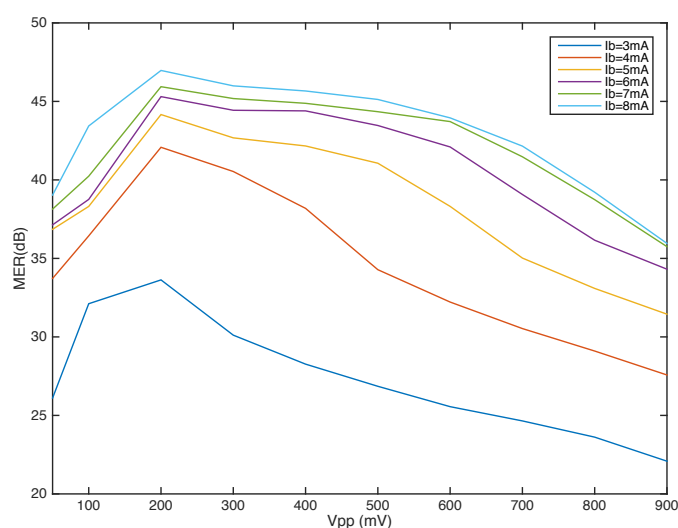


Figura 5.18: Desempenho do sistema com a variação da tensão do sinal de entrada e da corrente de polarização no VCSEL

É possível verificar-se que o desempenho do sistema tende a melhorar com a corrente de polarização do VCSEL (sendo ótimo para $I_b = 8$ mA) e para um valor de tensão do sinal à entrada (do *laser*) de 200 mV.

Seguidamente, para a tensão do sinal à entrada do VCSEL que assegura um melhor desempenho do sistema, $V_{pp} = 200$ mV, avaliou-se o MER do sistema em função do comprimento da fibra, conforme consta na figura 5.19.

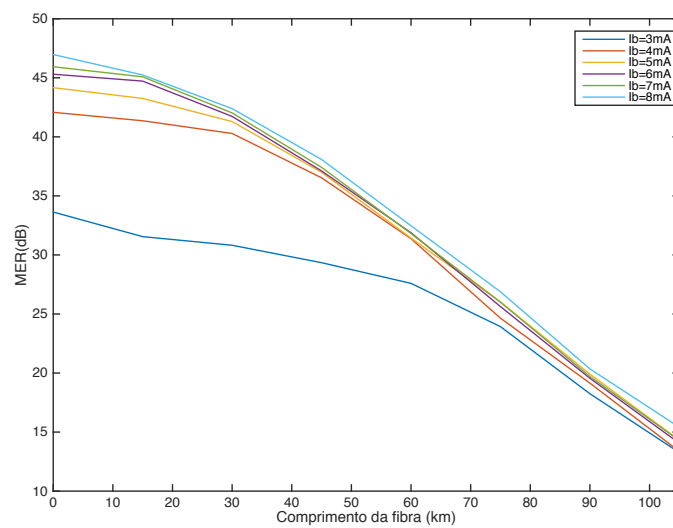


Figura 5.19: Desempenho do sistema com a variação do comprimento da fibra

Finalmente, como apreciação do sistema DRoF implementado, é possível observar-se que o desempenho do sistema tende a melhorar com o aumento da corrente de polarização do VCSEL (atingindo-se um valor ótimo de 8 mA) e para um valor de tensão do sinal de entrada de 200 mV (valor de tensão para o qual o MER do sistema, à recepção, é máximo).

Quanto ao incremento do comprimento de fibra, tal como se esperava, este contribui para uma degradação do desempenho do sistema, como resultado da atenuação que a fibra impõe ao sinal propagante.

5.4 Conversão de frequência usando um *Mach-Zehnder*

5.4.1 Arquitetura

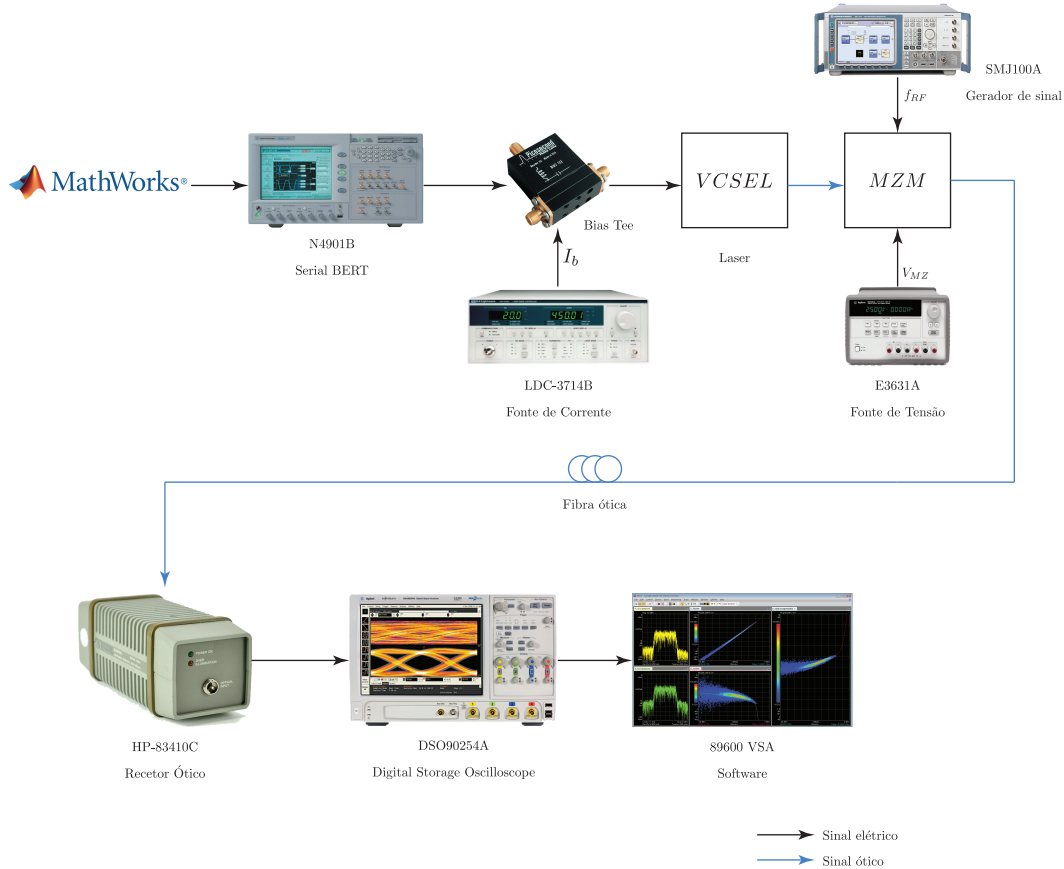


Figura 5.20: Arquitetura do sistema eletro-ótico com a integração do MZ

5.4.2 Procedimento experimental

Nesta etapa, o procedimento experimental é bastante semelhante ao apresentado na secção 5.3.2, variando somente na introdução de um modulador externo - *Mach-Zehnder*, após o *laser*.

Ao atravessar este dispositivo, o sinal ótico é modulado por um sinal sinusoidal, a uma frequência $f_{RF} = 1.8$ GHz.

Uma vez implementada a modulação externa no sistema DRoF, analisou-se o desempenho deste perante a variação da potência do sinal RF e uma variação da tensão de polarização do MZ, às frequências $f = 250$ MHz e $f = 1250$ MHz, cujo sinal não sofre a ação da modulação externa, e às frequências $f = 2050$ MHz e $f = 3050$ MHz, onde o sinal sofre a ação do MZ.

Finalmente, procedeu-se à recolha dos espectros dos sinais com e sem aplicação da portadora RF no MZ para posterior análise.

5.4.3 Resultados experimentais

Primeiramente, avaliou-se o desempenho do sistema DRoF, atentando-se ao MER do sinal à recepção, à frequência $f = 2050$ MHz, fazendo-se variar a potência do sinal RF injetado. Os resultados apresentam-se na figura 5.21.

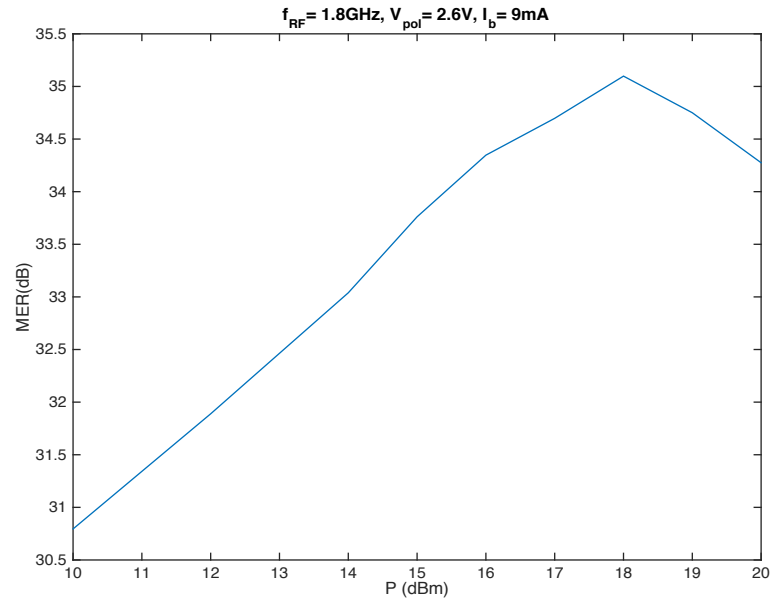


Figura 5.21: Medida do MER à saída do sistema, em função da potência do sinal RF no MZ

Seguidamente, analisou-se o comportamento do sistema, às frequências $f = 250$, 1250, 2050 e 3050 MHz, fazendo variar a tensão de polarização do MZ, para o valor ótimo de potência do sinal RF injetado ($P = 18$ dBm) - ver figura 5.22.

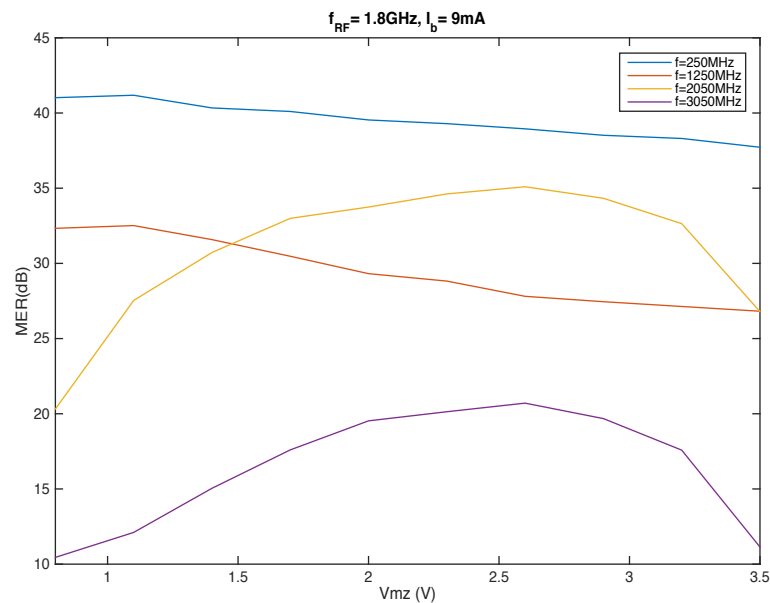


Figura 5.22: Medida do MER à saída do sistema, em função da tensão de polarização do MZ

A partir da análise dos resultados previamente apresentados, deve salientar-se a existência de um valor de potência do sinal RF ($P = 18$ dBm) no MZ para o qual o MER do sistema, à saída, apresenta um máximo ($\text{MER} \approx 35$ dB). Este desempenho máximo, obtido com uma tensão de polarização de 2.6 V, corresponde ao ponto de funcionamento ótimo do MZ, onde esta tensão de polarização provoca um desfasamento nulo entre os seus braços - ver figura 4.13.

De referir, também, que a conversão da frequência $f = 250$ MHz para $f = 2050$ MHz (por ação da portadora RF no MZ à frequência $f = 1.8$ GHz) garante um melhor desempenho do sistema ($\text{MER} \approx 35$ dB), quando comparado ao desempenho que o sistema apresenta na extração da informação na primeira réplica do sinal ($f = 1250$ MHz; $\text{MER} \approx 32$ dB).

Finalmente, recolheram-se os espectros dos sinais com (figura 5.23b) e sem (figura 5.23a) a modulação do sinal ótico pela ação da portadora RF, apresentando-os de seguida:

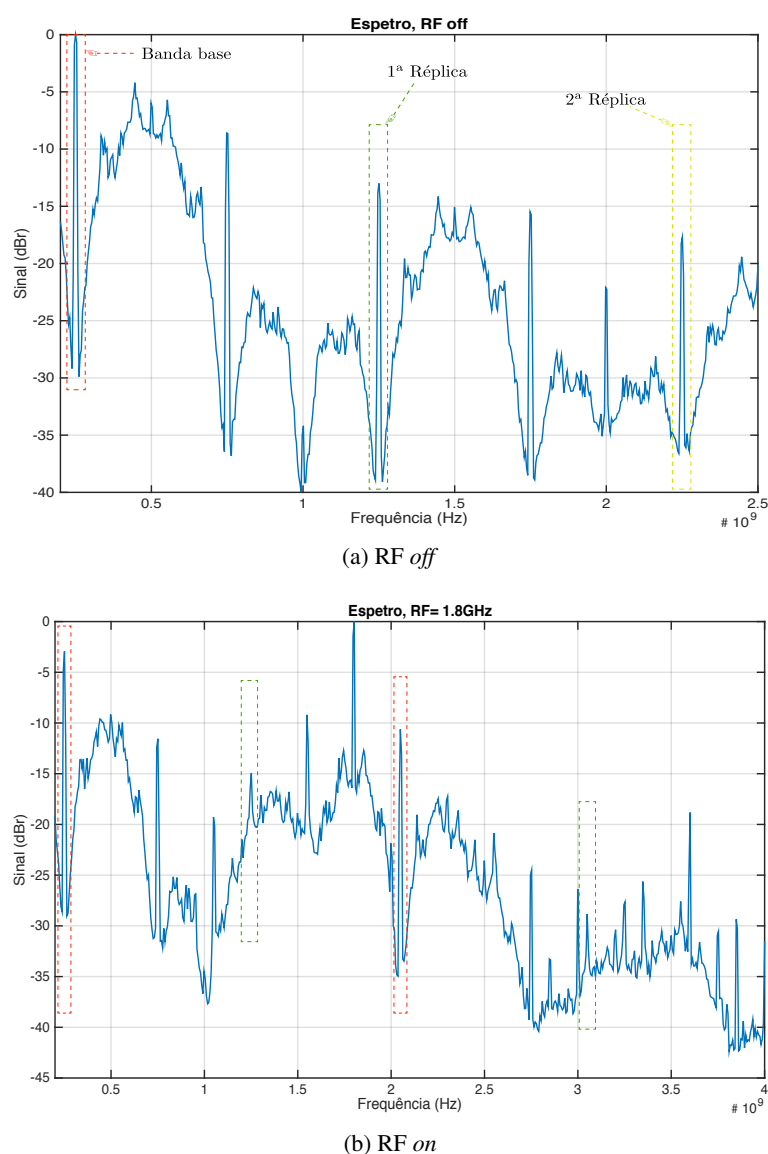


Figura 5.23: Espectros do sinal com e sem portadora RF no MZ

Como apreciação dos resultados obtidos, é possível comprovar o ponto de funcionamento ótimo do MZ, tal como se abordou na secção 4.8.1.

Por outro lado, com a implementação desta modulação externa, consegue-se extrair a informação transmitida à frequência $f = 250$ MHz a frequências bastante superiores, como a 2050 MHz, conseguindo-se um SNR bastante elevado ². Consegue-se demonstrar que com esta técnica a extração da informação do sinal é preferível do que a obtenção da informação presente nas réplicas do sinal original. Tal é corroborado, pois utilizando a técnica de conversão de frequência com base no MZ, é possível à frequência de 2050 MHz um SNR com uma degradação de apenas 3 dB relativamente à componente a 250 MHz, enquanto que a primeira réplica, para além de se encontrar a uma frequência inferior, apresenta uma degradação do SNR superior.

Finalmente, com a análise do espectro do sinal, consegue-se visualizar a presença e o comportamento das componentes espectrais resultantes da utilização do modulador *Mach-Zehnder*, tal como se abordou na secção 4.8.1.

5.5 Conclusão

Neste capítulo foram expostas as arquiteturas dos sistemas implementados (mono e multi-portadora), primeiramente elétrico e posteriormente eletro-ótico.

Numa última fase, apresenta-se a arquitetura do sistema com a integração do *Mach-Zehnder*, por forma a implementar-se uma modulação externa ao sinal em transmissão.

Descreveram-se os procedimentos tomados e apresentaram-se os resultados, analisando-os.

Finalmente, é apresentada uma breve descrição de cada um dos principais equipamentos utilizados em laboratório.

²Neste trabalho não se implementaram portadoras RF a frequências superiores devido a limitações do software com que se trabalhou

Capítulo 6

Conclusão

6.1 Trabalho desenvolvido

Implementou-se, no decorrer deste trabalho, um sistema de rádio digitalizado sobre fibra, com conversão de frequências, e cuja conversão analógico-digital é realizada por ação do bloco conversor Sigma-Delta.

A arquitetura do sistema que se desenvolveu integra parte do sistema implementado em *software* (MATLAB e VSA) e outra porção assenta em existentes no laboratório.

Gerou-se, em MATLAB, o sinal RF e a respetiva conversão analógico-digital através do SDM.

À saída do SDM, o sinal digital é encaminhado para o Serial BERT, onde se utiliza a função *Pattern Generator* por forma a introduzir-se no sistema a sequência binária a transmitir.

Uma vez atravessado o Serial BERT, o sinal digital é utilizado para modular o *laser* VCSEL, ocorrendo, neste, a transição do domínio elétrico para o ótico.

Após ser emitido pelo VCSEL, o sinal ótico sofre uma modulação externa, com recurso a um *Mach-Zehnder*, onde a informação presente no sinal com a frequência da portadora RF inicial ($f = 250$ MHz) é transladada para sinais com frequências de várias dezenas de GHz.

Finda a transição no MZ, o sinal ótico percorre vários quilómetros de fibra ótica, simulados pela ação de um atenuador.

Já no recetor, o sinal ótico é convertido em sinal elétrico por ação de um fotodíodo PIN.

Regressando ao domínio elétrico, o sinal é recolhido e amostrado em tempo real pelo osciloscópio digital.

Finalmente, a desmodulação do sinal e o desempenho do sistema foram realizados com recurso ao *software* VSA da Agilent, tendo por base o MER.

A arquitetura que se apresenta foi dividida em três etapas fundamentais: na primeira, implementou-se o domínio elétrico do sistema; numa segunda etapa, integrou-se o domínio ótico e, numa última parte, procedeu-se à implementação da modulação externa do sinal ótico.

Ao longo do trabalho desenvolvido no âmbito da primeira parte, analisou-se o desempenho do sistema fazendo-se variar a ordem da estrutura SDM, implementando-se as primeiras quatro ordens LP-SDM, fez-se um varrimento do número de *bits* (1, 2, ..., 8, 12) utilizados na quantização,

sobreamostrou-se o sinal a diferentes taxas (OSR= 25, 50 e 100), implementaram-se sistemas mono e multi-portadora, com modulações de 16 e 64-QAM, e atentou-se sempre ao MER do sinal recebido em banda base e nas suas réplicas.

No decorrer da segunda etapa analisou-se ao desempenho do sistema fazendo-se variar a corrente de polarização do *laser* VCSEL, a tensão do sinal à entrada do *laser* e o comprimento da fibra ótica que o sinal percorre.

Ao longo da terceira, e última parte, analisou-se, essencialmente, o comportamento da arquitetura implementada perante uma variação da potência do sinal RF injetado no MZ e da tensão de polarização, neste, a diferentes frequências.

Analisando-se os resultados obtidos e apresentados, pode concluir-se que em ambas as modulações, 16 e 64-QAM, e sistemas mono e multi-portadora, o aumento da ordem nos SDMs implementados não se traduz numa melhoria significativa no que ao desempenho do sistema respeita.

Por outro lado, o desempenho do sistema melhora com o aumento do número de *bits* utilizados no processo de quantização, com o aumento da taxa de sobreamostragem e com a operação com sinais a baixas frequências (o desempenho do sistema é melhor quando este opera com uma frequência de 250 MHz, do que quando opera à frequência de 450 MHz).

No que respeita ao desempenho do sistema aquando da extração da informação em réplicas do sinal, este degrada-se, como consequência da ação do filtro cosseno elevado aquando do processo de modelação do sinal.

A partir do exposto, propõe-se um SDM de segunda ordem, com 12 *bits* de quantização e OSR=100.

Para além do apresentado, também é possível concluir-se que o desempenho do sistema tende a melhorar com o aumento da corrente de polarização, I_b , do VCSEL e apresenta um valor ótimo para a tensão do sinal à entrada do VCSEL, V_{pp} . Os valores ótimos que se apresentam e utilizam são $I_b = 8$ mA e $V_{pp} = 200$ mV.

Relativamente ao comprimento da fibra, é possível afirmar-se que para comprimentos de fibra até 30 km, o sistema garante um bom desempenho, degradando-se substancialmente para distâncias superiores a esta.

Terminando, é importante enaltecer-se que a implementação de uma modulação externa ao sinal, em transmissão, é benéfica quando se pretende transmitir a informação em frequências superiores, dado que o sistema implementado garante um melhor desempenho aquando da extração da informação do sinal modulado externamente ao invés da extração da informação em réplicas do sinal em banda base.

6.2 Trabalho futuro

Como trabalho a desenvolver-se no seguimento do que já fora feito e acaba de ser apresentado, é possível salientar-se a exploração e implementação de novas arquiteturas SDM, que pela sua elevada complexidade carecem de mais tempo.

É útil avaliar-se o comportamento do sistema quando sujeito a variações no instante de amostragem - *jitter*.

Em acréscimo, é pertinente a análise do desempenho do sistema com a implementação de diferentes comprimentos de fibra ótica efetivos, atentando-se aos fenómenos de dispersão característicos neste meio de transmissão.

Por fim, seria benéfica a implementação da modulação externa com base numa portadora RF com uma frequência bastante superior à utilizada (dezenas de GHz), que não se implementou devido à limitação existente no que concerne aos recursos utilizados.

Anexo A

Equipamento e componentes utilizados

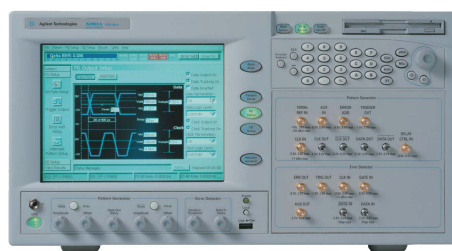
Matlab



O MATrix LABoratory, comumente conhecido por MATLAB, é um *software* de cálculo numérico, que suporta operações de cálculo com matrizes, processamento de sinal e representação gráfica.

Das variadas extensões suportadas no âmbito científico, o Simulink apresenta uma elevada procura, dado que suporta uma interface com o utilizador intuitiva, baseada em diagramas de blocos [23].

Serial BERT (N4906B)



Este equipamento apresenta duas funções principais: o *Pattern Generator* e o *Error detector*, impondo um limite máximo de 12.5 Gb/s.

Neste trabalho foi utilizada somente a função *Pattern Generator*, por forma a gerar-se o sinal digital (elétrico) de acordo com a sequência binária pretendida [24].

Bias Tee



Utiliza-se para satisfazer em equipamentos ativos, como díodos laser e fotodíodos, uma dada corrente ou tensão de polarização.

Garantem elevadas velocidades e largura de banda e uma degradação mínima do sinal [25].

Atenuador ótico (Agilent 81570A)



Este equipamento opera com diferentes comprimentos de onda (1200-1700 nm) e impõe ao sinal ótico que recebe uma dada atenuação, que é definida pelo operador.

Com esta funcionalidade, consegue-se simular a atenuação que um dado sinal sofre após transitar uma dada distância em fibra ótica [26].

Recetor ótico (HP-83410C)



Representa um conversor ótico-elétrico passível de operar com comprimentos de onda de 1310 nm e 1550 nm, garantindo uma largura de banda entre os 300 kHz e os 3 GHz [27].

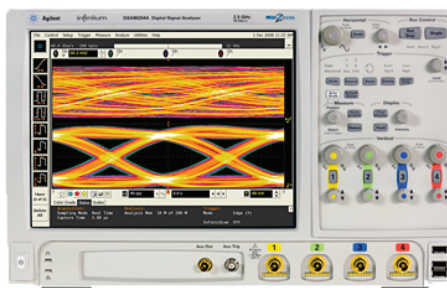
Gerador de sinal vetorial (Rohde&Schwarz SMJ-100A)



Este equipamento é utilizado para gerar um sinal RF, com uma dada frequência e potência controladas pelo utilizador.

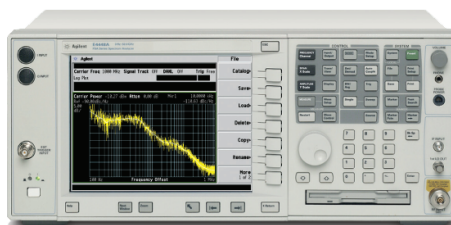
Apresenta uma interface gráfica, garante uma elevada largura de banda e uma elevada qualidade de sinal [28].

Osciloscópio digital (DSO90254A Infiniium)



Corresponde a um osciloscópio que apresenta uma largura de banda de 2.5 GHz, com taxas de amostragem, em tempo real, de 20 GSa/s, em cada um dos 4 canais [29].

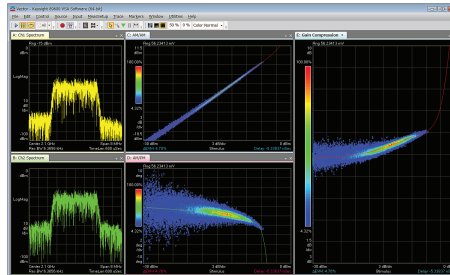
Analizador de espectros (E4448A PSA Spectrum Analyzer)



Permite a análise e recolha dos espectros do sinal elétrico, operando com uma largura de banda de 10 MHz e no intervalo de frequências 3 Hz a 50 GHz.

Apresenta um elevado desempenho, capacidade, flexibilidade e compatibilidade [30].

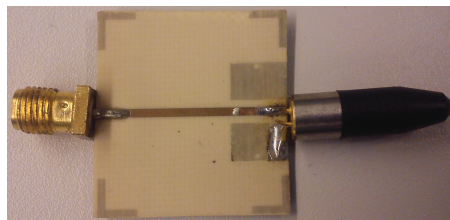
Software (89601B - 89600 VSA Software)



Esta ferramenta permite a desmodulação de sinais em vários formatos (AM, FM, PM, BPSK, QPSK, QAM, FSK, APSK, OFDM, SOQPSK), para além de quantificar o desempenho do sistema com alta resolução, tendo por base medições FFT.

Finalmente, permite, entre outras características, analisar esquemas de modulação complexos com constelação, EVM e descodificação binária [31].

VCSEL



Este dispositivo *laser* permite realizar uma conversão eletro-ótica [1].

Na seguinte figura encontra-se o comportamento do VCSEL utilizado, para diferentes correntes de polarização, sendo $I_{th} = 2.14$ mA.

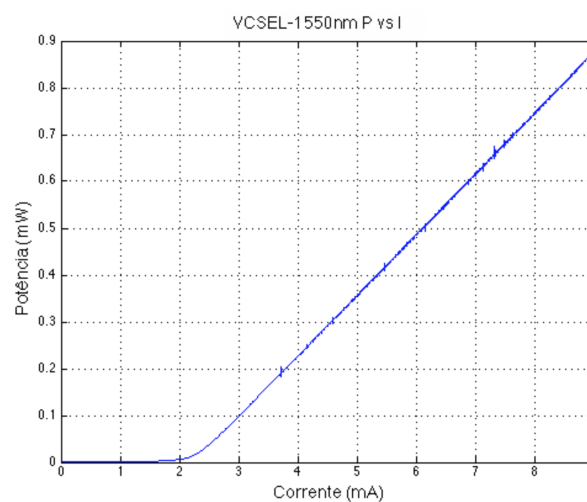


Figura A.1: Potência *versus* Corrente para o laser VCSEL (1550nm) utilizado [6]

A resposta em frequência do laser para diferentes correntes de polarização apresenta o seguinte comportamento.

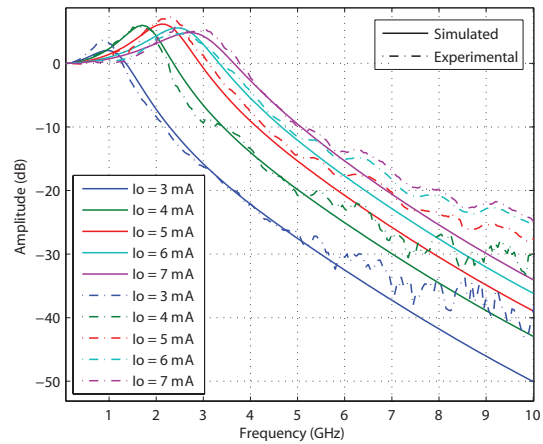


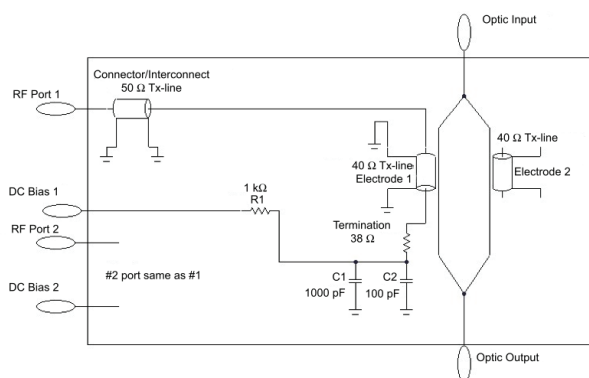
Figura A.2: Resposta em frequência do laser para diferentes correntes de polarização

Modulador Mach-Zehnder

Este dispositivo realiza uma modulação externa de um sinal ótico, com recurso a uma portadora elétrica RF.

Seguidamente apresentam-se o circuito do MZ utilizado e as respetivas características [32].

DDMZ Modulator Bias Circuit Diagram



Notes:
1. DC electrode capacitance is approximately 20 pF. Package capacitance of approximately 10 pF is added.
2. Transmission impedance values are approximate. S11 and S21 graphs provide detailed nature of impedances.

Absolute Maximum/Minimum Ratings			
Parameter	Minimum	Maximum	
Operating temperature	0 °C	75 °C	
Storage temperature	-40 °C	85 °C	
RF input power	-	24 dBm	
Optical input power	-	16 dBm	

Specifications			
Parameter	Condition	Minimum	Maximum
Wavelength		1528 nm	1564 nm
Optical insertion loss ¹		2.5 dB	5 dB
Optical return loss	Input and output ports	35 dB	-
S11	130 MHz - 10 GHz	-	-10 dB
MZ extinction ratio		25 dB	-
RF drive voltage ²	At 2 GHz	-	2.6 V
Δ RF drive voltage	At 2 GHz (difference between RF1 and RF2)	-	0.2 V
DC V_{π}	Differential drive	-	2 V
DC bias voltage range ³	EOL voltage rail	-15 V	+15 V
RF bandwidth	Linear fit (2 GHz - 15 GHz)	12 GHz	-
Amplitude ripple	S21 amplitude difference (300 kHz - 2 GHz)	-1.5 dB	1.5 dB
	S21 amplitude difference (2 GHz - 12 GHz)	-1 dB	1 dB
	S21 difference		
S21 difference	RF1 to RF2 (300 kHz - 2 GHz)	-0.5 dB	0.5 dB
	RF1 to RF2 (2 GHz - 8 GHz)	-0.4 dB	0.4 dB
	RF1 to RF2 (8 GHz - 12 GHz)	-0.75 dB	0.75 dB
Δ from linear phase	Deviation from a least squares fit line (50 MHz - 12 GHz)	-8°	8°
RF timing skew		-5 ps	5 ps

1. Measured at peak of DC bias transmission with no RF input and no optical connectors.

2. Maximum driving voltage to achieve 15 dB ER for 12.5 Gb/s 2nd-1 PRBS signal over the operating wavelength and temperature ranges.

3. Maximum voltage range required to maintain optimum bias point over life and temperature.

Figura A.3: Características do MZ

Referências

- [1] G. Keiser. *Optical Fiber Communications*. McGraw-Hill Education, 2014.
- [2] ITU-T. *Optical Fibre Cables and Systems*. ITU-T, 2009. URL: https://www.itu.int/dms_pub/itu-t/opb/hdb/T-HDB-OUT.10-2009-1-PDF-E.pdf.
- [3] J.M. de la Rosa. Sigma-Delta Modulators: Tutorial Overview, Design Guide, and State-of-the-Art Survey. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, 58(1):1–21, Jan 2011. doi:10.1109/TCSI.2010.2097652.
- [4] Luis M. Pessoa, Joana S. Tavares, Diogo Coelho, e Henrique M. Salgado. Experimental evaluation of a digitized fiber-wireless system employing sigma delta modulation. *Opt. Express*, 22(14):17508–17523, Jul 2014. URL: <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-22-14-17508>, doi:10.1364/OE.22.017508.
- [5] A. Nirmalathas, P.A. Gamage, C. Lim, D. Novak, R. Waterhouse, e Yizhuo Yang. Digitized RF transmission over fiber. *Microwave Magazine, IEEE*, 10(4):75–81, June 2009. doi:10.1109/MMM.2009.932284.
- [6] Pedro Jorge Xavier Batista. Modelação de lasers de cavidade vertical e emissão superficial. Tese de mestrado, FEUP, jul 2013.
- [7] S. Kuwano, Y. Suzuki, Y. Yamada, e K. Watanabe. Digitized Radio-over-Fiber (DROF) system for wide-area ubiquitous wireless network. Em *Microwave Photonics, 2006. MWP '06. International Topical Meeting on*, páginas 1–4, Oct 2006. doi:10.1109/MWP.2006.346570.
- [8] P.A. Gamage, A. Nirmalathas, C. Lim, D. Novak, e R. Waterhouse. Design and Analysis of Digitized RF-Over-Fiber Links. *Lightwave Technology, Journal of*, 27(12):2052–2061, June 2009. doi:10.1109/JLT.2008.2006689.
- [9] S.R. Abdollahi, H.S. Al-Raweshidy, S.M. Fakhraie, e R. Nilavalan. Digital Radio over Fibre for Future Broadband Wireless Access Network Solution. Em *Wireless and Mobile Communications (ICWMC), 2010 6th International Conference on*, páginas 504–508, Sept 2010. doi:10.1109/ICWMC.2010.32.
- [10] Henrique Salgado. Apontamentos de comunicações óticas, 2007.
- [11] S. Hein e A. Zakhor. On the stability of sigma delta modulators. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 41(7):2322–2348, Jul 1993. doi:10.1109/78.224243.
- [12] S. A. Abrantes. Apontamentos de telecomunicações 2, 2012.
- [13] Joana dos Santos Tavares. Rádio digitalizado sobre fibra. Tese de mestrado, FEUP, jul 2012.

- [14] J. van Engelen e R.J. van de Plassche. *Bandpass Sigma Delta Modulators: Stability Analysis, Performance and Design Aspects*. Springer, 1999. URL: <http://books.google.pt/books?id=rN3z77mdewkC>.
- [15] X. Haurie e G.W. Roberts. A multiplier-free structure for 1-bit high-order digital delta-sigma modulators. Em *Circuits and Systems, 1995., Proceedings., Proceedings of the 38th Midwest Symposium on*, volume 2, páginas 889–892 vol.2, Aug 1995. doi:10.1109/MWSCAS.1995.510232.
- [16] J.M.B. Oliveira, L.M. Pessoa, D. Coelho, J.S. Tavares, e H.M. Salgado. Digitised radio techniques for fibre-wireless applications. Em *Transparent Optical Networks (ICTON), 2014 16th International Conference on*, páginas 1–4, July 2014. doi:10.1109/ICTON.2014.6876582.
- [17] Tai-Haur Kuo, Kuan-Dar Chen, e Jhy-Rong Chen. Automatic coefficients design for high-order sigma-delta modulators. *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, 46(1):6–15, Jan 1999. doi:10.1109/82.749075.
- [18] C.H. Lee. *Microwave Photonics, Second Edition*. CRC Press, 2013.
- [19] MÁRCIO JOSÉ REIS SILVA ALMEIDA. Geração e propagação de sinais rádio sobre fibra (rof). Tese de mestrado, ISEL, dec 2011.
- [20] Rúben Emanuel Martins Neto. Análise do desempenho de sistemas rádio-fibra usando sinais ofdm e sc-fdma. Tese de mestrado, FEUP, jul 2014.
- [21] Magna Luzia da Silva. Análise de desempenho de sistemas multiportadora utilizando modulações m-qam não quadradas em canais com ceifamento. Tese de mestrado, DTE/Inatel, ago 2004.
- [22] Paulo Jorge Dias Torres. Técnicas de codificação de canal e decodificação/detecção iterativa para comunicações móveis de alto débito. Tese de mestrado, IST, fev 2008.
- [23] Inc. The MathWorks. Matlab. URL: <http://www.mathworks.com/products/matlab/features.html>.
- [24] Agilent. N4906b serial bert. URL: <http://www.keysight.com/en/pd-524467-pn-N4906B/serial-bert?cc=PT&lc=eng>.
- [25] PicosecondPulseLabs. Bias tee. URL: <http://datasheets.globalspec.com/ds/3765/PicosecondPulseLabs/18C15105-6D71-4F53-9180-FAF77866B3C6>.
- [26] Agilent. 81570a variable optical attenuator module with straight interface. URL: <http://www.keysight.com/en/pd-1282948-pn-81570A/variable-optical-attenuator-module-with-straight-interface?cc=PT&lc=eng>.
- [27] Artisantg. Keysight / agilent 83410c lightwave receiver module. URL: http://www.artisantg.com/TestMeasurement/51738-2/Keysight_Agilent_83410C_Lightwave_Receiver_Module.
- [28] Test Equipment Connection. Refurbished rohde & schwarz smj100a. URL: https://www.testequipmentconnection.com/37508/Rohde_Schwarz_SMJ100A.php.

- [29] Agilent. Dso90254a infiniium high performance oscilloscope: 2.5 ghz. URL: <http://www.keysight.com/en/pd-1306803-pn-DSO90254A/infiniium-high-performance-oscilloscope?cc=PT&lc=eng>.
- [30] Agilent. E4448a psa spectrum analyzer, 3 hz to 50 ghz. URL: <http://www.keysight.com/en/pd-1000004606%3Aepsg%3Apro-pn-E4448A/psa-spectrum-analyzer-3-hz-50-ghz?cc=PT&lc=eng>.
- [31] Agilent. 89601b - 89600 vsa software. URL: <http://www.keysight.com/en/pd-1910360-pn-89601B/89600-vsa-software-transportable-license?nid=-33713.958604&cc=PT&lc=eng>.
- [32] LightWave store. JDSU. URL: http://www.lightwavestore.com/product_datasheet/OSC-MOD-10Gb-050C_pdf1.pdf.